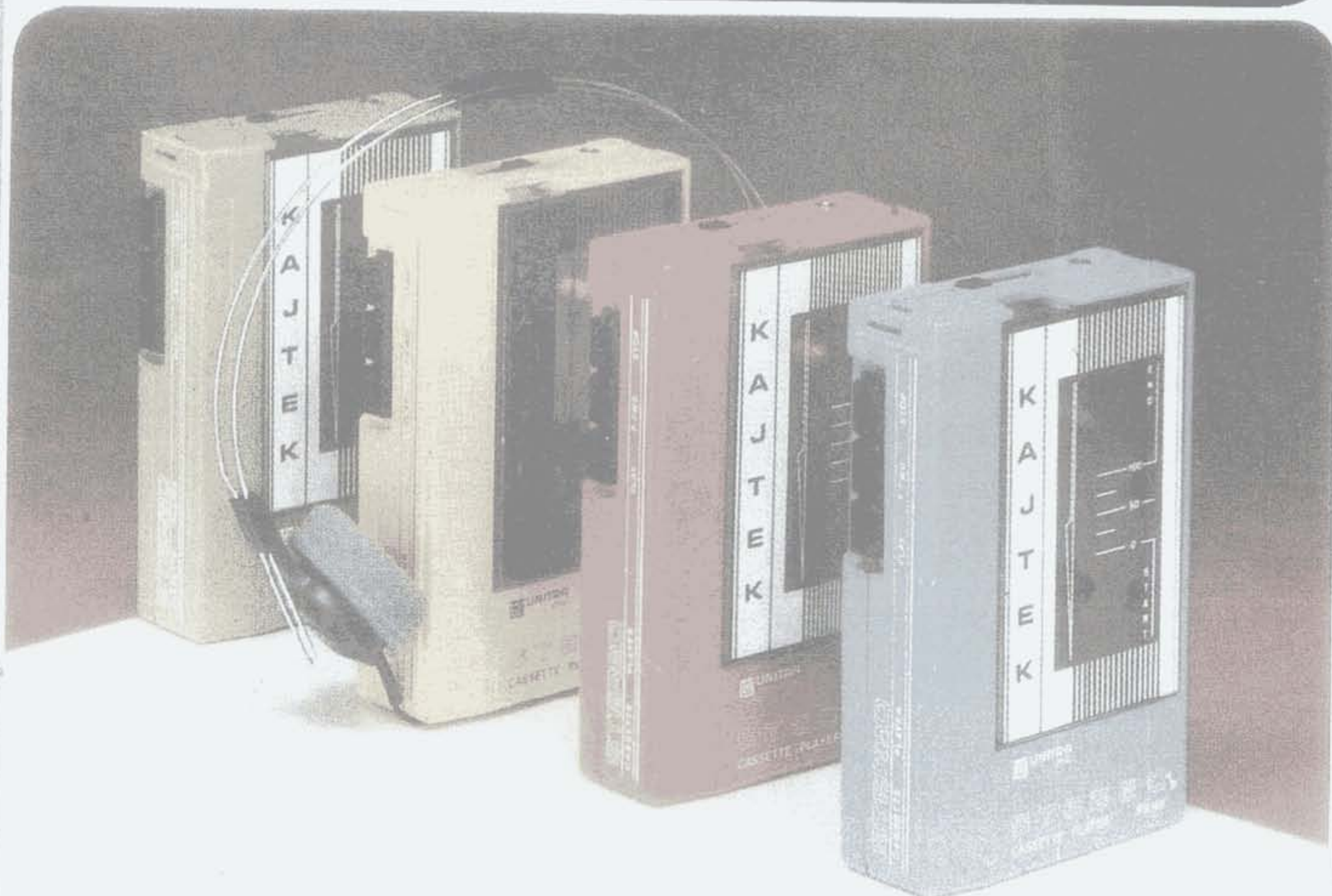
re

RADIOELEKTRONIK

Czasopismo wydawane przy współpracy STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

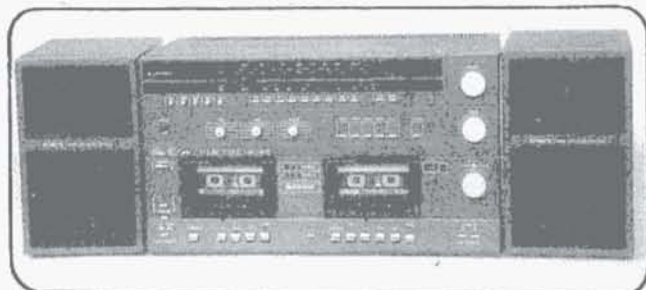
2 '89

- WALKMAN KAJTEK
- WSKAŹNIK NAPIĘCIA DO SAMOCHODU
- PRZEŁĄCZNIK CZASOWY
- NOWE GŁOWICE TV
- TAŚMY I KASETY STILON

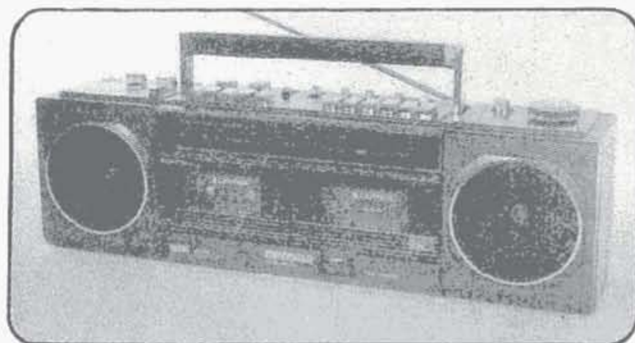


PL ISSN 01376802

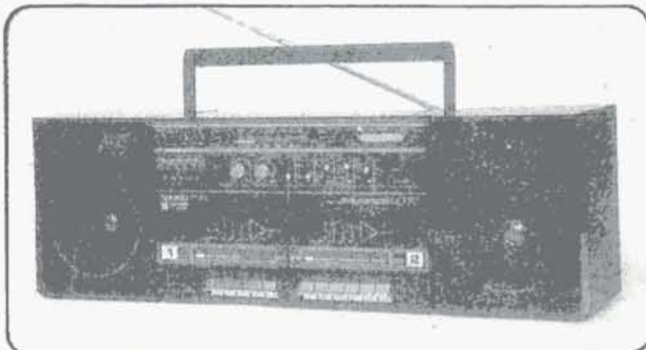
■ **Nowe propozycje Bydgoskich Zakładów Radiowych ELTRA.** **Eltra CS 201** (fot. 1) — radiomagnetofon stereofoniczny, dwukasetowy. Zawiera we wspólnej obudowie: tuner, wzmacniacz m.cz. i dwa magnetofony (A i B). Magnetofon A służy do odczytu, magnetofon B — do odczytu i zapisu. Oba magnetofony są wyposażone w układ redukcji szumów Dolby B-C NR i mogą współpracować z trzema rodzajami taśm: żelazową, chromową i metalową. Radiomagnetofon może współpracować z następującymi urządzeniami: tunerem magnetofonem, gramofonem laserowym (CD), gramofonem z wkładką dynamiczną, mikrofonem dynamicznym, antenami zewnętrznymi FM i AM, zewnętrznym wzmacniaczem m.cz., zestawem głośnikowym o impedancji 8 Ω/30 W oraz słuchawkami stereofonicznymi o impedancji 8÷600 Ω. Moc wyjściowa sinusoidalna — 2×15 W (h≤0,3%), muzyczna — 2×30 W. Zakresy fal: D, Ś, K (19÷49 m) oraz UKF z możliwością programowania pięciu stacji. Zasilanie z sieci 220 V,50 Hz, wymiary 420×240×230 mm. W 1988 r. na Międzynarodowych Targach Poznańskich radiomagnetofon CS 201 otrzymał złoty medal.



Manuela RMS 806 (fot. 2) — przenośny radiomagnetofon stereofoniczny, dwukasetowy. Przeznaczenie obu magnetofonów w nim umieszczonych jest takie same, jak w radiomagnetofonie Eltra CS 201, przy czym kasety można kopiować z prędkością normalną (4,76 cm/s) lub podwójną (9,52 cm/s). Zakresy fal: D, S, K, UKF. Moc wyjściowa sinusoidalna — 2×2 W, muzyczna — 2×4 W. Zasilanie z sieci 220 V, 50 Hz lub z baterii 13,5 V (9×R20). Wymiary 540×160×126 mm, masa bez baterii 4,6 kg.



SANKEI TCR-88II UNITRA ELTRA RMS 809 (fot. 3) — przenośny radiomagnetofon stereofoniczny, dwukasetowy. Moc wyjściowa sinusoidalna 2×4 W. Zasilanie z sieci 220 V, 50 Hz lub z baterii 15 V (10×R20). Nowością jest układ ACPS — automatyczne, po zakończeniu odtwarzania jednej kasety, kontynuowanie odtwarzania drugiej, odłączane kolumny głośnikowe oraz rozszerzona barwa (korektor częstotliwości akustycznej, equalizer). Wymiary 622×202×161 mm, masa bez baterii 5,1 kg.



Halina R 802 (803, 1001) — odbiornik radiofoniczny o atrakcyjnym wyglądzie i niewielkiej masie (1 kg bez baterii). Zakresy fal: D, S, K (7 podzakresów), UKF (OIRT i CCIR). Podwójna przemiana w zakresie fal krótkich. Moc wyjściowa sinusoidalna — ≥7 W, muzyczna — ≥1,5 W. Zasilanie z baterii 7,5 V (5×R6), wymiary 240×130×51 mm.

■ **Przedwczesna starość płyty kompaktowej.** Po okresie euforii, w czasie którego wyłącznie dobrze mówiono i pisano o płytach kompaktowych, przypomniano sobie także o ich wadach. Testy przeprowadzone przez Philipsa wykazały, iż po kilku latach składowania płyty kompaktowe tracą swą jakość. Niekorzystne zmiany są powodowane utlenianiem się aluminiowej powłoki pokrywającej powierzchnię płyty kompaktowej. Zapis muzyki, nawet jeśli zostanie zniekszałcony przez czas, nie sprawia takich kłopotów, jak nieprawidłowy odczyt danych komputerowych, zgromadzonych na zniszczonej płycie. Konieczność zachowania trwałości zapisu sprawiła, iż amerykańska firma Mobile Fidelity zaczęła produkować płyty kompaktowe pokryte warstwą złota zamiast aluminium. Podobne prace prowadził japoński koncern Matsushita. Japończycy próbowali aluminium zastąpić platyną. Cenny kruszec ma jednakże zbyt wysoką temperaturę topnienia, a przecież tylko po rozpuszczeniu można było nakładać go na plastykowe krążki. Plastyczna masa podczas kontaktu z rozgrzaną platyną ulegała nieodwracalnemu zniszczeniu. Podobne próby czyniono z niklem. Warstwa tego pierwiastka z kolei źle odbijała promienie lasera. Najlepsze okazały się złoto i srebro. Tak więc trwalsze, złote i srebrne płyty kompaktowe będą kilkakrotnie droższe od dotychczas produkowanych z aluminium.

■ **Uniwersalny nośnik informacji CD-I** (Compact Disc-Interactive). Firmy Philips i Sony intensywnie opracowują nowy standard płyty cyfrowej, która będzie mogła służyć do zapisu najrozmaitszych treści jak: tekstów, obrazów, rysunków technicznych, mowy ludzkiej i muzyki. System przewiduje, że użytkownik będzie mógł odpowiednio manipulować zapisaną informacją, tworząc np. na ekranie wyświetlacza „obraz w obrazie" bądź uzupełniać obrazy tekstem. System jest pomyślany jako środek gromadzenia wielkiej ilości informacji do użytku profesjonalnego i prywatnego.

■ **Technika cyfrowa wkracza do telefonii.** 13 krajów Zachodniej Europy zdecydowało się na wprowadzenie od 1991 r. nowego, cyfrowego systemu łączności telefonicznej na częstotliwościach rzędu 900 MHz. Podstawowe opracowania, dotyczące systemu i potrzebnych urządzeń, będą realizowały firmy: Bosch, Philips i ANT. Przewidziana jest współpraca wielu innych firm europejskich.

■ **CDV — kompaktowe płyty audio-video już na rynku.** Zapowiadane już wcześniej przez firmę Philips płyty zawierające, oprócz cyfrowego zapisu dźwięku, kilkuminutowy odcinek zapisu ruchomego obrazu, ukazały się już na rynku amerykańskim. Producenci płyt przewidują, że do 1992 r. w USA będzie 5÷6 mln odtwarzaczy przystosowanych do odczytywania zapisu płyt CDV oprócz zwykłych, fonicznych płyt kompaktowych (CD).

■ **Alarm do wszystkiego.** Urządzenie alarmowe potrójnego działania (nr katalogowy 58550) oferuje sieć sklepów elektronicznych Conrad Electronic (RFN). Czujnik podczerwieni określa, czy w polu jego widzenia znajduje się obiekt emitujący podczerwień, np. włamywacz. W razie wykrycia takiego obiektu następuje zwarcie zestyków przekaźnika, włączającego np. oświetlenie i alarm akustyczny. Czujnik działa jednak tylko po odblokowaniu tego alarmu przez przekaźnik zmierzchowy o regulowanym progu działania. Próg ten, to 5 lx (ciemność), 10 lx (zmrok) lub „pełne oświetlenie", czyli gotowość ciągła. Czas działania alarmu jest również regulowany i może wynosić od 10 s do 12 minut. Urządzenie umieszczone na wysokości 2,5 m od podłogi ma zasięg około 12 m od osi głównej i 2 m przy kącie odchylenia od osi ±45°.

OGŁOSZENIA

Za treść ogłoszeń, ani za rzetelność realizacji zawartych w nich ofert Redakcja nie ponosi żadnej odpowiedzialności. Ogłoszenia drobne (do 50 słów) w cenie 200 zł za słowo przyjmuje Dział Ogłoszeń i Reklamy WCiKT SIGMA, ul. Świętojerska 5/7, 00-236 Warszawa. Tel. 31-93-65 od godz. 9–15.

Serwis przenośnych OTV prod. radzieckiej: Elektronika, Junost, Siljetis; Dekodery PAL fonia CCIR, wejścia monitorowe. TELERADIO-MECHANIKA, ul. Targowa 21, 03-728 Warszawa, tel. 19-69-23. EO/735/87

„Mikroelektronika od podstaw dla każdego". Błyskawicznie, tanio, rewelacyjną metodą — od prawa Ohma do poznania możliwości i wnętrza mikrokomputerów. Wysyłkowa sprzedaż wiedzy oraz płytek do samodzielnego montażu mikrokomputera CA80 ukierunkowanego na sterowania. Szczegółowa, wielotomowa dokumentacja. Koperta zwrotna ze znaczkiem. Zawsze aktualne. „MIK" Stanisław Gardynik, ul. Olszowa 68, 05-090 Raszyn. EO/997/87

Dyskotekowe efekty świetlne, kompletne sterowniki i miksery efektów w różnych wersjach. Rampy, reflektory i stroboskopy z soczewkami lub filtrami w ośmiu kolorach. Poleca Zakład Elektroakustyki Profesjonalnej Stanisław Łyp, ul. Buczka 27/132, 43-300 Bielsko-Biała. Informacje telefoniczne wtorki od 9 do 15, tel. 443-41. Wystawiamy rachunki dla instytucji. Gwarantujemy wykonawstwo instalacji, montaż i serwis. EO/1048/87

Obudowy do urządzeń elektronicznych wykonuje „Precmech", skr. poczt. 3, 05-150 Łomianki. Informacje za dwa znaczki po 20 zł. EO/477/88

Kupię dokumentację techniczną, schematy sprzętu komputerowego i video. Warszawa, tel. 47-47-87 wewn. 308. EO/517/88

Sterowniki do węży dyskotekowych. Ponad dwieście kombinacji. Informacje po przesłaniu koperty zwrotnej. ARTCOM-S, ul. Malborska 88 m. 74, 82-300 Elbląg. EO/628/88

FANA. Uruchomione płytki układów elektronicznych: **1.** Syrena Kojak. **2.** Dzwonek słowik. **3.** Wzmacniacz akustyczny. **4.** Zasilacz stabilizowany. **5.** Przetwornik: wejście 1 µA, 5 kΩ do 20 Hz; wyjście: prąd 2-połówkowo wyprostowany 100 µA **6.** Nowości. Zapytania ze znaczkiem za 50 zł kierować: Zakład Elektroniczny „Fana", skr. poczt. 964, 00-950 Warszawa. EO/798/88

EGZEMPLARZE ARCHIWALNE CZASOPISMA można nabyć w Klubie Prasy Technicznej w Warszawie, ul. Mazowiecka 12 (tel. 26-80-16) lub zamówić w Dziale Handlowym Wydawnictwa, ul. Bartycka 20, 00-950 Warszawa, skr. poczt. 1004 (tel. 40-37-31).

re RADIOELEKTRONIK 2'89

LUTY 1989 ● ROCZNIK XXXX (117)

Czasopismo wydawane przy współpracy STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

Z KRAJU I ZE ŚWIATA (II okł.)
2 ELEKTROAKUSTYKA Wpływ obciążenia na pracę elektroakustycznych wzmacniczy mocy
3 Taśmy i kasety ZWCh Stilon
5 TECHNIKA MIKROPROCESOROWA Układ interfejsu magnetofonu do komputerów Atari
6 TECHNIKA RTV Nowe głowice telewizyjne
9 MIERNICTWO Prosty miernik kondensatorów elektrolitycznych
10 KLUB MŁODYCH ELEKTRONIKÓW Poradnik elektronika. Diody (2)
11 Przełącznik czasowy
15 SCHEMATY Stereofoniczny odtwarzacz kasetowy PS101 „Kajtek"
16 RADIOKOMUNIKACJA Generator dwusygnałowy w.cz. do pomiaru zniekształceń intermodulacyjnych
18 Radiostacje produkcji GZE UNIMOR
19 PODZESPOŁY ELEKTRONICZNE Scalony generator dźwięku SAA1099
21 Dyskryminatory piezoelektryczne do torów fonii TV
23 URZĄDZENIA ZASILAJĄCE Cyfrowe regulatory mocy
24 ELEKTRONIKA w DOMU Ściemniacz „Elektronika-ROS-03"
25 ELEKTRONIKA w SAMOCHODZIE Samochodowy wskaźnik napięcia akumulatora
26 OCENY EKSPLOATACYJNE OTVC-monitor Helios TC706
27 KRÓTKOFALOWIEC POLSKI
29 Z PRAKTYKI RADIOAMATORSKIEJ Przystosowanie druku na płytkach do układów µA741 i µA723 w różnych obudowach
30 Z PRASY ZAGRANICZNEJ Przetwornica napięcia stałego 8/200 V
30 Oryginalne zastosowanie układu scalonego 555 (ULY7855N)
31 Najprostszy stroboskop samochodowy
32 POMYSŁ i REALIZACJA Wyłącznik oświetlenia
32 OTVC Elektronika C-432 jako monitor

Adres: Redakcja „Radioelektronik"
ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa. Tel. 25-29-85

KOLEGIUM REDAKCYJNE: red. nacz. — prof. dr inż. Andrzej Sowiński, **z-ca red. nacz.** — inż. Janusz Justat; **sekr. red.** — Halina Fiećko; **redaktorzy działów:** mgr inż. Tadeusz Górnicki, Eugenia Grudzińska, mgr inż. Leon Kossobudzki, dr inż. Michał Nadachowski, inż. Zdzisław Tkaczyk, mgr inż. Krystyna Prószyńska, mgr inż. Maria Tronina, inż. Jerzy Węglewski SP5WW, doc. mgr inż. Aleksander Witort
Redaktor techniczny: Henryk Wieczorek. **Laboratorium:** mgr inż. Leszek Halicki

Artykułów nie zamówionych nie zwracamy.
Zastrzegamy sobie prawo skracania i adiustacji nadesłanych artykułów.

Opisy urządzeń i układów elektronicznych oraz ich usprawnień, zamieszczone w „Radioelektroniku" mogą być wykorzystywane wyłącznie do własnych potrzeb. Wykorzystywanie ich do innych celów, zwłaszcza do działalności zarobkowej, wymaga zgody autora opisu. Przedruk całości lub fragmentów publikacji zamieszczonych w „Radioelektroniku" jest dozwolony po uzyskaniu zgody redakcji.

SIGMA *WYDAWNICTWO CZASOPISM I KSIĄŻEK TECHNICZNYCH*
Przedsiębiorstwo Naczelnej Organizacji Technicznej

Prenumerata: kwartalna 360 zł, półroczna 720 zł, roczna 1440 zł. Informacji o warunkach prenumeraty udzielają miejscowe oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch" oraz urzędy pocztowe.

Okładka. Odtwarzacz kasetowy „Kajtek" produkowany przez Zakłady Radiowe im. M. Kasprzaka. Opis odtwarzacza wewnątrz numeru.



Druk: Zakłady Graficzne DOM SŁOWA POLSKIEGO w Warszawie. Zam. 4710/CD. Skład techniką fotograficzną. Nakład 210 000 egz. Ark. druk. 4,5. Cena zł 120. Numer zamknięto 10.I.1989 r. A-47

Wpływ obciążenia na pracę elektroakustycznych wzmacniaczy mocy

W artykule opisano wpływ parametrów elektrycznych zespołów głośnikowych na zdolność wzmacniacza m.cz. do oddawania mocy bez nadmiernych zniekształceń wzmacnianego przebiegu oraz podano wynikające z tego wnioski.

Amatorzy zajmujący się wnikliwie działaniem aparatury hi-fi zauważyli już dawno, że niektóre wielodrożne zespoły głośnikowe, wśród nich i zespoły bardzo wysokiej klasy, współpracują źle z większością wzmacniaczy m.cz i tylko niektóre, bardzo dobrze skonstruowane wzmacniacze, nadają się do zasilania tych „trudnych" zespołów głośnikowych. Zauważono również, że dwa wzmacniacze mocy, w zasadzie o identycznych parametrach, wykorzystane do zasilania danej pary zespołów głośnikowych, mogą dać różne rezultaty jakościowe podczas odsłuchu muzyki. Pojawiło się uzasadnione przekonanie, że przyczyna tych zjawisk leży „na styku" wzmacniacza mocy i zespołu głośnikowego. W ostatnich latach w kilku laboratoriach poddano ten problem badaniom i analizie. Wybrane informacje o tych pracach są przedstawione poniżej.

1. Zalecenia organizacji międzynarodowej (IEC) przewidują, że wartość minimalna impedancji zespołu głośnikowego w pasmie przenoszenia nie powinna wynosić mniej niż 0,8 wartości znamionowej impedancji. Wyniesie to 6,4 Ω w odniesieniu do zespołów głośnikowych o znamionowej wartości 8 Ω. Pomiary kilkudziesięciu zespołów głośnikowych, różnych producentów, wykazały, że 60% z nich ma przy pewnych częstotliwościach impedancję mniejszą niż 5 Ω, a 25% — 4 Ω. Niektóre, tzw. „egzotycne" zespoły głośnikowe, wykazały spadek impedancji do 2,0÷2,5 Ω.
Ogólnie przyjmuje się, co potwierdzają pomiary, że kąt fazowy impedancji zespołów głośnikowych nie zmienia się o więcej niż ±50°. Pewna część spotykanych na rynku zespołów głośnikowych wykazuje zmianę kąta fazowego w zakresie do ±60°. Sporadycznie spotyka się typy zespołów głośnikowych o zmianach kąta fazowego w zakresie ±80°.

2. Stwierdzono, że wskutek wpływu zespołu głośnikowego, obciążającego wyjście wzmacniacza, mogą powstawać następujące zjawiska:

- zmiana kąta fazowego obciążenia w dużym zakresie (obciążenie o charakterze pojemnościowym lub indukcyjnym) wpływa destabilizująco na pracę wzmacniacza, w wyniku czego pojawiają się pasożytnicze oscylacje;
- niektóre wzmacniacze o bardzo silnym, ujemnym sprzężeniu zwrotnym wykazują skłonność do pojawiania się zniekształceń spowodowanych wpływem zespołu głośnikowego (obciążenia) na pracę wzmacniacza;
- wartości chwilowe prądu pobieranego przez zespół głośnikowy podczas reprodukowania muzyki mogą być sześciokrotnie większe niż wartości pobieranych przez obciążenie w postaci rezystancji znamionowej 8 Ω; wiele wzmacniaczy nie jest w stanie podołać temu, wskutek czego pojawiają się specyficzne zniekształcenia;
- stosowane we wzmacniaczach większej mocy elektroniczne układy zabezpieczające mogą działać przy zbyt małej wartości mocy chwilowej lub zbyt szybko.

Ani podawane przez wytwórnie parametry wzmacniaczy, ani nawet szczegółowe pomiary laboratoryjne wzmacniaczy przeprowadzane metodami klasycznymi z zastosowaniem czysto rezystancyjnego obciążenia wzmacniacza, nie ujmują i nie wykrywają wyżej wymienionych zjawisk, które mogą wystąpić w warunkach rzeczywistych pracy wzmacniacza obciążonego zespołem głośnikowym.

3. Przeprowadzone zostało specjalne badanie pięciu losowo wybranych wzmacniaczy produkcji fabrycznej o mocy od 2 × 100 W do 2 × 160 W, kilku znanych firm. Zastosowane zostało obciążenie o zmiennych parametrach. Zmieniano bądź moduł impedancji obciążenia, bądź tylko kąt fazowy przy stałej wartości modułu. Wzmacniacze sterowane przebiegiem sinusoidalnym 1000 Hz i zmierzono wartość napięcia na wyjściu w momencie, gdy współczynnik zawartości harmonicznych osiągnie 1%. Różnice w zachowaniu się wzmacniaczy okazały się zaskakująco wielkie. Tylko jeden wzmacniacz zachował się, można rzec, idealnie: nie reagował on na zmianę kąta fazowego obciążenia w zakresie ±60°; zmiana wartości modułu obciążenia z 8 do 2 Ω spowodowała zmniejszenie wartości napięcia wyjściowego o ok. 30%. Najgorszy z badanych wzmacniaczy wykazał nadzwyczaj wielką wrażliwość na zmiany parametrów obciążenia: napięcie wyjściowe miało stałą wartość tylko przy module obciążenia 8 Ω i zmianach kąta fazowego w zakresie ±40°; już przy kącie fazowym ±60° zmniejszenie wartości napięcia wyjściowego wyniosło 33%; zmniejszenie wartości modułu obciążenia z 8 do 2 Ω spowodowało zmniejszenie wartości napięcia wyjściowego do 10÷15% wartości poprzedniej.
Przeliczając wyniki pomiarów na wartości mocy pozornej, oddawanej do obciążenia o impedancji 2 Ω i kącie +60°, różnice były następujące: wzmacniacz pierwszy ok. 200 VA!, a wzmacniacz drugi — ok. 15 VA. Należy dodać, że wzmacniacz drugi miał katalogowo większą wartość mocy znamionowej.
Wzmacniacze zachowują się gorzej przy sterowaniu ich sygnałem o małej częstotliwości (40÷100 Hz). Obserwuje się wówczas jeszcze większy wpływ zmian kąta fazowego obciążenia na oddawaną moc. Należy się liczyć, w krańcowym przypadku, z tym, że wzmacniacz o znamionowej mocy 100 W oddaje do obciążenia 5 VA! Niestety dokładne pomiary wzmacniaczy w zmiennych warunkach obciążenia są kłopotliwe i możliwe do przeprowadzenia w warunkach laboratoriów profesjonalnych. Amator-elektronik może się jednak pokusić o przeprowadzenie pomiarów przy kilku wartościach obciążenia, stosując w tym celu rezystory zanurzone w naczyniu z wodą, kondensatory foliowe i cewki indukcyjne do zwrotnic prądowych.

Wnioski

- Wzmacniacze o w zasadzie identycznych parametrach katalogowych mogą wykazywać duże różnice podczas pracy w realnych warunkach, przy obciążeniu ich zespołami głośnikowymi.
- Jest celowe przebadanie parametrów wejściowych posiadanych zespołów głośnikowych pod kątem zakresu zmian wartości impedancji i w miarę możliwości — zmian kąta fazowego.
- Konstruując wzmacniacze nowe we własnym zakresie należy szczególną uwagę poświęcić „wydajności prądowej" wzmacniacza, tj. całemu układowi zasilania oraz obwodom stopnia wyjściowego.
- Jest celowe stosowanie w zestawach hi-fi wzmacniaczy względnie dużej mocy (z rezerwą mocy) oraz przełączanie zespołów głośnikowych o znamionowej wartości impedancji 8 Ω do wzmacniaczy o znamionowej wartości obciążenia 4 Ω, co zabezpiecza przed przeciążaniem wzmacniacza zbyt małą wartością impedancji zespołu głośnikowego.

A.W.



LITERATURA

„Funkschau" nr 23/1987

Taśmy i kasety ZWCh Stilon

mgr Albin Dłużniewski

Zakłady Włókien Chemicznych Stilon produkują następujące taśmy magnetofonowe, szpulowe amatorskie i kasety magnetofonowe z warstwą magnetyczną z tlenku żelaza gamma (Fe_2O_3):

— taśmy magnetofonowe szpulowe, amatorskie typu A-25 i A-35 o standardowym poziomie szumów;
— taśmy magnetofonowe szpulowe, amatorskie typu AN-25, AN-35 o zbliżonym poziomie szumów;
— kasety magnetofonowe C-60 i C-90 o obniżonym poziomie szumów;
— kasety magnetofonowe C-60 i C-90 o nazwie handlowej Ferrum Forte;
— kasety magnetofonowe C-60 i C-90 o nazwie handlowej Ferrum Maxi.

Kasety magnetofonowe Ferrum Forte i Ferrum Maxi zostały opisane dokładnie w [1] i [2].

Parametry jakościowe ww. wyrobów, określone wymaganiami ujętymi w normach przedmiotowych, są przedstawione w tablicy 1 i 2, a zestaw tych wyrobów wraz z cenami jest przedstawiony w tablicy 3 i 4.

Parametry elektroakustyczne taśm amatorskich szpulowych i kaset magnetofonowych zostały podane względem taśmy odniesienia typu C264Z firmy BASF dla taśm amatorskich szpulowych oraz względem taśmy odniesienia typu R723 DG firmy BASF — dla taśm kasetowych. Taśmy te zostały przyjęte jako wzorce odniesienia przez Międzynarodową Komisję Normalizacyjną IEC [3] oraz RWPG [4].

Tablica 1. **Parametry elektroakustyczne taśm magnetofonowych szpulowych, amatorskich**

Nazwa parametru	Jednostki	Nośnik* odniesienia C264Z	Typ taśmy			
			AN-25	A-25	AN-35	A-35
Czułość względna, nie mniej niż	dB	0	0	−2	0	−2
Względny współczynnik charakterystyki częstotliwościowej, nie mniej niż	dB	0	−3	−7	−3	−7
Współczynnik zawartości trzeciej harmonicznej nie więcej niż	%	0,6	1	2	1	2
Poziom pełny (h_3 = 5%), nie mniej niż	dB	8	6	5	6	5
Wahania poziomu, nie więcej niż						
wolnozmienne przy 315 Hz	dB		1	1	1	1
szybkozmienne przy 315 Hz	dB		1	1	1	1
szybkozmienne przy 10 kHz	dB		2,5	2,5	2,5	2,5
Wysterowalność względna przy 10 kHz, nie miej niż	dB	0	−4,5	−8,5	−4,5	−8,5
Dynamika względna, nie mniej niż	dB	0	−4	−7	−4	−7

* Względne parametry elektroakustyczne taśmy odniesienia (wzorcowej) zostały przyjęte za zerowe, a w odniesieniu do zawartości trzeciej harmonicznej oraz poziomu pełnego — wartości zmierzone.

Tablica 2. **Parametry elektroakustyczne taśm magnetofonowych kasetowych**

Nazwa parametru	Jednostki	Nośnik* odniesienia R723DG	Taśma typu C-60			Taśma typu C-90		
			niskoszumna	Ferrum Forte	Ferrum Maxi	niskoszumna	Ferrum Forte	Ferrum Maxi
Czułość względna, nie mniej niż	dB	0	−3	−1,5	−1	−4	−3	−1,5
Względny współczynnik charakterystyki częstotliwościowej, nie mniej niż	dB	0	−10	−5,5	−2	−10	−5,5	−2
Współczynnik zawartości trzeciej harmonicznej, nie więcej niż	%	0,6	4	2	1	5,5	3	2
Poziom pełny (h_3 = 3%), nie mniej niż	dB	4,5	−0,5	2,5	3	−2,5	0	1,5
Wahania poziomu, nie więcej niż								
wolnozmienne przy 315 Hz	dB		1	1	1	1	1	1
szybkozmienne przy 315 Hz	dB		1	1	1	1	1	1
szybkozmienne przy 10 kHz	dB		3	3	3	3	3	3
Wysterowalność względna przy 10 kHz, nie mniej niż	dB	0	−11	−6,5	−3	−11	−6,5	−3
Dynamika względna, nie mniej niz	dB	0	−6	−2	−1,5	−7	−4	−3

* Patrz tablica 1

Tablica 3. Taśmy amatorskie szpulowe

Typ taśmy	Długość [m]	Cena detal. [zł][2])	Zalecany czas grania	Cena w zł za 1 min. grania	Normy przedmiotowe
AN-35	540	920	4 × 90	2,5	Norma Branżowa BN-83/3356-01. Taśmy magnetyczne typu AN-35 i AN-18. Wymagania fizykomechaniczne i elektroakustyczne
	360	680	4 × 60	2,7	
	360[1])	685	4 × 60	2,9	
	270	470	4 × 45	2,6	
	135	310	4 × 22	3,4	
	65	177	4 × 11	4,0	
A-35	540	870	2 × 90	4,8	Norma Zakładowa ZN-85/MPChiL/WCh/G-54. Taśmy magnetyczne typu A-35, A-25 i A-18. Wymagania fizykomechaniczne i elektroakustyczne.
	360	625	2 × 60	5,2	
	270	430	2 × 45	4,8	
	135	240	2 × 22	5,3	
	65	130	2 × 11	5,9	
AN-25	730	1350	4 × 120	2,8	BN-83/3356-01
	540	1000	4 × 90	2,8	
	540[1])	1050	4 × 90	2,9	
	360	740	4 × 60	3,1	
	180	450	4 × 30	3,7	
	90	260	4 × 15	4,3	
A-25	730	1250	2 × 120	5,2	ZN-85/MPChiL/WCh/G-54
	540	940	2 × 90	5,2	
	360	670	2 × 60	5,6	
	180	340	2 × 30	5,7	
	90	200	2 × 15	6,7	

[1]) Taśma szpulowa amatorska ma krajowy znak jakości 1. [2]) Ceny detaliczne obowiązujące w lutym 1988 r.

Tablica 4. Kasety magnetofonowe

Typ kasety		Cena [2]) detaliczna [zł]	Czas grania w min.	Cena w zł za 1 min. grania	Normy przedmiotowe
Niskoszumna	C-60	400	2 × 30	6,6	Norma branżowa BN-84/3356-02. Taśmy magnetyczne żelazowe typu KN-18, KN-12 i KN-9. Wymagania. Metody badań
	C-90	540	2 × 45	6,2	
Ferrum Forte	C-60	465	2 × 30	7,7	Norma zakładowa ZN-86/MPChiL/WCh/G-57. Taśmy magnetyczne żelazowe typu KF-18, KF-12 i KF-9. Wymagania. Metody badań.
	C-60[1])	510	2 × 30	8,5	
	C-90	540	2 × 45	7,2	
Ferrum Maxi	C-60	520	2 × 30	8,7	Norma Zakładowa ZN-86/MPChiL/WCh/G-59. Taśmy magnetyczne żelazowe typu KM-18, KM-12 i KM-9. Wymagania. Metody badań
	C-90	730	2 × 45	8,1	

[1]) Kaseta magnetofonowa ma krajowy znak jakości 1 [2]) Ceny detaliczne obowiązujące w lutym 1988 r.

Z tablicy 1 można wywnioskować, że taśmy AN-25 i AN-35 są lepsze od taśm A-25 i A-35 ze względu na takie parametry, jak:

- czułość względna — o 2 dB,
- pasmo przenoszenia, scharakteryzowane współczynnikiem charakterystyki częstotliwościowej oraz wysterowalnością przy częstotliwości sygnału 10 kHz,
- współczynnik zawartości trzeciej harmonicznej.

Na taśmach o obniżonym poziomie szumów typu AN, jako lepszych od taśm standardowych typu A, zaleca się dokonywać nagrań wysokiej jakości, głównie nagrań muzycznych oraz nagrań, w odniesieniu do których wymaga się dużej dynamiki sygnałów składowych o małych i wielkich częstotliwościach zapisywanego przebiegu akustycznego. Taśmy typu A zaleca się stosować do nagrań słownych i słowno-muzycznych.

Z danych tablicy 2 wynika, że najlepsze są kasety Ferrum Maxi C-60 i C-90, nieco gorsze — kasety Ferrum Forte C-60 i C-90, kasety niskoszumne C-60 i C-90 mają względnie najgorsze parametry.

W tablicy 3 i 4 jest rubryka informująca o obliczonej cenie jednej minuty „grania" przy użyciu taśm amatorskich i kaset magnetofonowych. Z przedstawionych danych wynika, że taniej jest korzystać z taśm szpulowych niż z kaset.

Mimo korzyści ekonomicznych używania taśm szpulowych zamiast kaset magnetofonowych oraz przeważnie lepszej jakości zapisu na magnetofonach szpulowych, zapotrzebowanie na taśmy szpulowe maleje bardzo szybko. Zakłady Stilon dostarczyły w 1987 r. na rynek krajowy tylko 10% ilości taśm dostarczonych w 1985 r.

LITERATURA

[1] „Radioelektronik" nr 12/1979
[2] „Radioelektronik" nr 10/1987
[3] Zalecenia Międzynarodowej Normalizacyjnej Komisji Elektrotechnicznej (IEC) nr 94-5
[4] Standard RWPG ST SEW 4099-83

Układ interfejsu magnetofonu do komputerów Atari

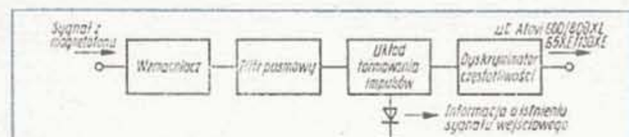
Sławomir Przepiórski

Opisany w artykule interfejs do mikrokomputerów Atari 800, 600/XL, 65, 130/XE umożliwia odczyt programów z magnetofonu dowolnego typu.

Dokładny opis sposobu kodowania i zapisu informacji wyprowadzanej z mikrokomputerów Atari był opublikowany w czasopiśmie „Mikroklan" nr 1/1987. Jest tam również opis złącza wyjściowo-wejściowego mikrokomputera. Układ zapewnia wzmocnienie sygnału z magnetofonu (wyjście uniwersalne) i przetworzenie go w ciąg bitów dla mikrokomputerów Atari 800XL/600XL. Dzięki układowi otrzymujemy również informację o odbieraniu sygnału wejściowego.

Na rys. 1 jest przedstawiony schemat blokowy interfejsu. Zasadnicze części, to: wzmacniacz, filtr pasmowy, układ formowania impulsów i cyfrowy dyskryminator częstotliwości.

Wzmacniacz wejściowy interfejsu musi zapewnić wzmocnienie sygnału z magnetofonu od poziomu ok. 300 mVpp do poziomu umożliwiającego wysterowanie układów TTL, czyli 10 Vpp. Oznacza to, że minimalne wzmocnienie powinno wynosić ok. 30 i napięcie zasilające wzmacniacz ponad 10 V.



Rys. 1. Schemat blokowy interfejsu

nienie regulowane potencjometrem PR. Wzmocnienie dostosowujemy do typu magnetofonu.

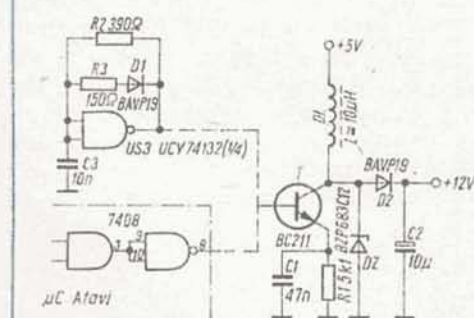
Opierając się na układzie US2 (ULY7741) wykonano pasmowy filtr aktywny o następujących parametrach:
— częstotliwość środkowa pasma: ok. 5 kHz,
— szerokość pasma: ok. 1,5 kHz,
— wzmocnienie dla częstotliwości środkowej: ok. 20.

Tak duże wzmocnienie zestawu US1 i US2 powoduje otrzymanie impulsów o stromych zboczach i odpowiedniej amplitudzie.

Układ formowania impulsów wykonany z układem scalonym US3 (74132) tworzy właściwy sygnał do dyskryminatora oraz informację o istnieniu sygnału wejściowego.

Dyskryminator częstotliwości wykonano opierając się na układzie US4 (74123). O takiej konstrukcji układu dyskryminatora zadecydowała właściwość regeneracji impulsu wyjściowego przez przerzutnik 74123.

Czas trwania impulsu pierwszej części US4 regulujemy dobierając rezystor R6. Właściwa praca jest wtedy, gdy impulsy o mniejszej częstotliwości (4,2 kHz) są przepuszczane, a te o większej (5,6 kHz) powodują ustawienie stanu wysokiego wyjścia Q pierwszej części US4. Druga część US4 pełni taką samą funkcję, jak pierwsza ale dla mniejszej częstotliwości. Sygnał do mikrokomputera Atari odbieramy z wyjścia $\bar{Q}$ drugiej części US4.



Rys. 2. Schemat zasilacza interfejsu

Rys. 3. Schemat interfejsu

Na rys. 2 jest przedstawiony schemat układu wytwarzającego 12 V z napięcia 5 V. Zasilacz ten można zamontować wewnątrz komputera, a napięcie otrzymywane +12 V przyłączyć do wyprowadzenia 12 w złączu wyjściowym komputera. Układ jest zasilaczem dławikowym impulsowym ze stabilizacją napięcia. Rezystor R zabezpiecza zasilacz komputera przed spaleniem się tranzystora T. Tranzystor T oraz dioda DZ powinny być umieszczone na radiatorze o powierzchni ok. 8 cm². Dławik składa się z uzwojenia z drutu DNE 0,35 (20 zwojów) umieszczonego w rdzeniu kubkowym M 14/8 Al 250. Impulsy sterujące tranzystor zasilacza (prostokątne o wypełnieniu 1/2) pobierane są z końcówki 8 bramki 7408 wewnątrz komputera. Przedtem należy połączyć końcówki 10 i 9 z 3 tej bramki. Opisany zasilacz możemy montować poza komputerem. Należy w takim wypadku wykonać (np. z jednej lub dwóch bramek układu 74132) generator o częstotliwości ok. 150 kHz i wytworzony w nim sygnał doprowadzić do zasilacza.

Na rys. 3 przedstawiono schemat interfejsu. Wzmacniacz wstępny wykonany w oparciu o US1 (ULY7741) ma wzmocnienie

Jedynymi elementami wymagającymi regulacji są potencjometr PR oraz rezystor R6.

Wszystkie elementy są produkcji krajowej.

Przeróbka Atari staje się niepotrzebna, gdy zasilacz umieścimy razem z interfejsem.

Model interfejsu współpracuje w zestawie mikrokomputer Atari 800/XL, magnetofon M 8017. Sygnał do interfejsu jest pobierany z wyjścia słuchawkowego magnetofonu.

Programy nagrywa się przez wejścia mikrofonowe, zbocznikowane rezystorem 240 Ω. Wskaźnik położenia potencjometru poziomu nagrania ustawiany jest na liczbę 7. Z tak nagranego sygnału, po przetworzeniu w interfejsie, otrzymujemy prawidłowy ciąg bitów.

LITERATURA

[1] Pieńkos J., Turczyński J.: Układy scalone TTL w systemach cyfrowych. WKiŁ, Warszawa 1986
[2] Borkowski A.: Układy scalone w stabilizatorach napięcia stałego. WNT, Warszawa 1985
[3] Mikroklan 1987, zeszyt 1

Nowe głowice telewizyjne

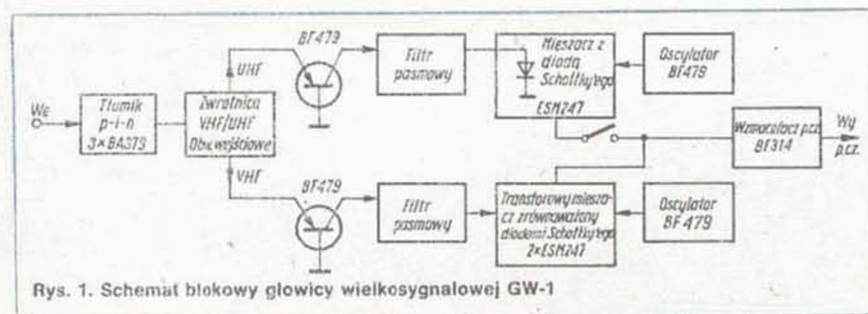
mgr inż. Wojciech Wisialski

W artykule podano informacje o głowicach telewizyjnych, ich rozwoju układowym i konstrukcyjnym oraz o nowej, standardowej głowicy do krajowych odbiorników telewizyjnych.

Jednym z elementów postępu technicznego w dziedzinie odbiorników telewizyjnych jest rozwój głowic telewizyjnych, dotyczący zarówno konstrukcji jak i technologii ich wykonania.

W początkowym okresie rozwoju telewizji do wybierania poszczególnych programów stosowano przełączniki kanałów, umożliwiające odbiór dwunastu kanałów w pasmach I÷III. Przełączniki te konstruowano z lampami elektronowymi, a w późniejszym okresie — z tranzystorami w.cz. Przełączanie kanałów odbywało się w sposób mechaniczny.

Rozwój głowic poszedł w kierunku wprowadzenia do ich konstrukcji tranzystorów w.cz., diod pojemnościowych i diod przełączających. Umożliwiło to znacznie zmniejszenie materiałochłonności i pracochłonności ich wytwarzania oraz duży wzrost niezawodności. Zwiększyła się też liczba odbieranych kanałów. Np. wprowadzona do produkcji w WZT w 1973 r. licencyjna głowica typu ZTG była wyposażona w dwie płytki drukowane (płytkę VHF i płytkę UHF) i umożliwiała odbiór 52 kanałów wg standardu OIRT: kanałów 1÷5 w pasmach I i II, kanałów 6÷12 w paśmie III i kanałów 21÷60 w pasmach IV i V.



Rys. 1. Schemat blokowy głowicy wielkosygnałowej GW-1

Ze względów technicznych zrezygnowano wówczas z możliwości odbioru kanałów 61÷69 w zakresie UHF, gdzie nie przewidywano instalowania nadajników nawet w dalszej przyszłości.

Nowe głowice zintegrowane (obejmujące zarówno pasma VHF jak i UHF) miały dodatkowo bardzo ważną zaletę: ich sterowanie było całkowicie elektryczne, prądami i napięciami doprowadzanymi do odpowiednich wyprowadzeń. Cecha ta ma podstawowe znaczenie w wyposażaniu odbiorników w zdalne sterowanie. Ale były też i wady. Zastosowanie małosygnałowych tranzystorów w.cz. w stopniach wzmacniających w.cz. i mieszaczy spowodowało odczuwalne zmniejszenie odporności na interferencje pochodzące od sygnałów zakłócających. Głowice były również mniej odporne na pojedyncze silne sygnały. Wskutek zastosowania w głowicach ZTG dwóch równoległych płytek niewątpliwa zaleta, czyli zmniejszenie rozmiarów głowicy, została okupiona utrudnieniem dostępu do elementów podczas napraw.

Postępujący w świecie rozwój głowic był uzależniony od rozwoju nowych baz podzespołów i technologii. W połowie lat 70. pojawiły się głowice wyposażone w specjalne, wysokoprądowe a niskoszumne tranzystory bipolarne w stopniach wzmacniaczy w.cz. Tranzystory te charakteryzowały się zwiększoną odpornością na modulację skrośną. Funkcję regulacji wzmocnienia realizowano tu za pomocą tłumika wejściowego z diodami p-i-n. Głowice te miały znacznie lepsze własności wielkosygnałowe i intermodulacyjne.

Na rys. 1 przedstawiono schemat blokowy głowicy wielkosygnałowej GW-1, opracowanej w drugiej połowie lat 70. w Instytucie Tele-Radiotechnicznym.

Tłumik wejściowy był wykonany z trzema diodami p-i-n typu BA379, wzmacniacze w.cz. — z wysokoprądowymi tranzystorami BF479 firmy SGS-ATES (działające modele tych tranzystorów zostały opracowane później w Instytucie Technologii Elektronowej). Na uwagę zasługuje zastosowanie transformatorowego, zrównoważonego mieszacza VHF z diodami Schottky'ego ESM247 (Sescosem). Zastosowanie tłumika z diodami p-i-n spowodowało rozbudowanie układu głowicy, połączone z dość znacznym wzrostem liczby elementów. Zastosowany mieszacz zrównoważony VHF w praktyce nie osiągał właściwej równowagi, nie dając spodziewanych efektów, a jednocześnie mocno obciążał oscylator powodując zakłócenia w jego pracy.

Głowica GW-1 nie została wdrożona do produkcji z powodu długiego cyklu opracowania oraz poważnych utrudnień technologicznych.

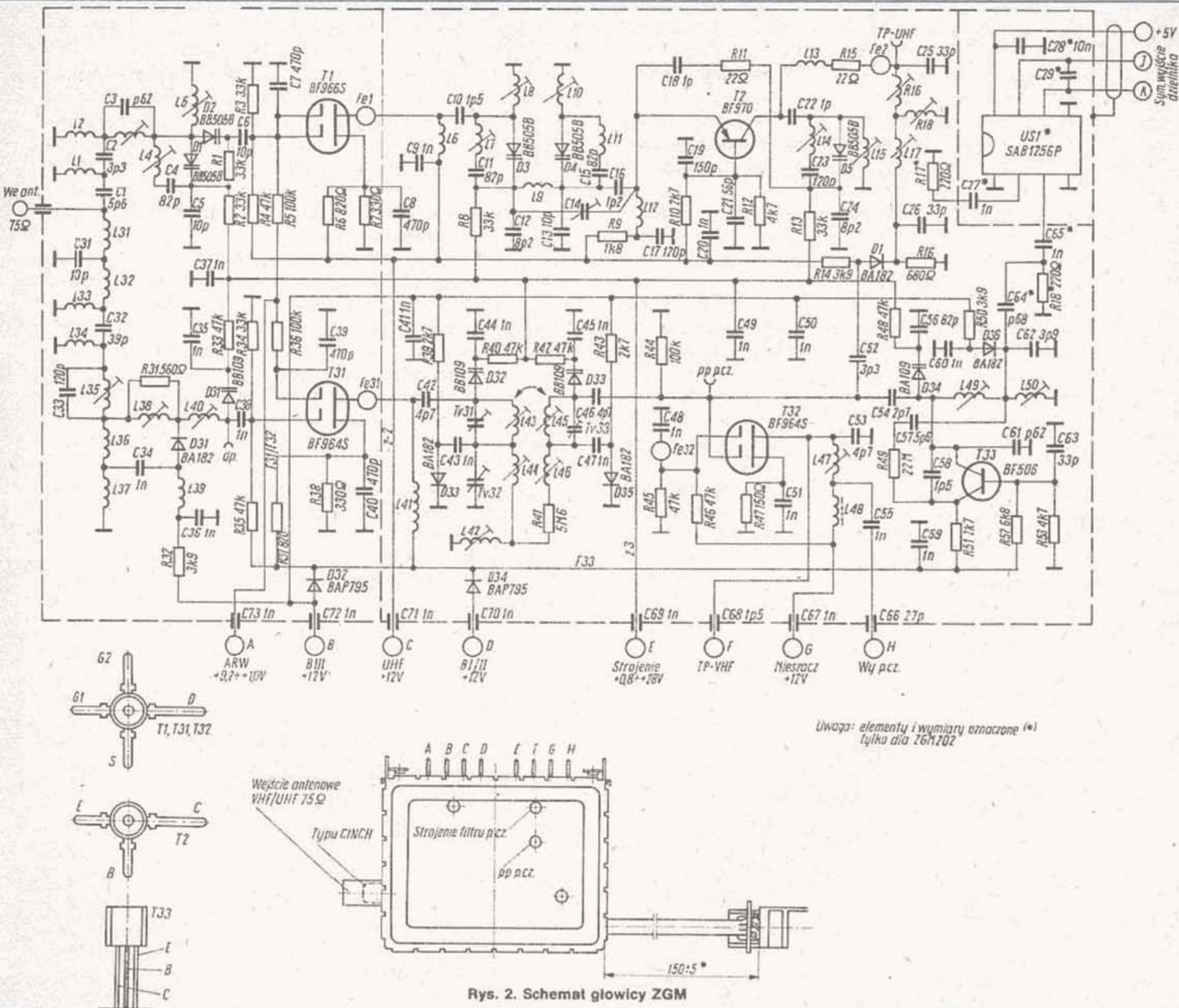
Udział na rynku światowym głowic wyposażonych w tranzystory wysokoprądowe i tłumiki z diodami p-i-n nie był w tym czasie duży. Było to wynikiem m.in. rysującej się coraz mocniej konkurencji nowego elementu półprzewodnikowego — tetrody polowej MOSFET w.cz. Tranzystory te umożliwiały połączenie zalet prostej konstrukcji głowicy z poprawą parametrów wielkosygnałowych i intermodulacyjnych. Zastosowano je w stopniach wzmacniczy w.cz. i mieszacza VHF.

W 1986 r. w Warszawskich Zakładach Telewizyjnych opracowano i wdrożono do produkcji nową głowicę zintegrowaną typu ŻGM z tranzystorami MOSFET. Głowica ta może być wykonywana dla czterech standardów telewizyjnych: DK (OIRT), DK (Chiny), BG (CCIR), L/L' (Francja). Gniazdo antenowe jest zgodne z IEC 169-2, może też być stosowane gniazdo typu CINCH. Głowica może być też wyposażona w wewnętrzny dzielnik częstotliwości (prescaler) 1:64 lub 1:256. Jest ona przeznaczona do bezpośredniego lutowania w płycie odbiornika lub zasilania przez specjalne złącze zasilające. Spełnia też wymagania specjalne Amtsblatt DBP 69/1981 (RFN) dotyczące odporności na zakłócenia oraz poziomu zakłóceń promieniowanych.

Schemat głowicy jest przedstawiony na rys. 2.

Głowica ma dwa niezależne tory wzmocnienia i przemiany sygnału: tor VHF i tor UHF. Sygnał VHF jest doprowadzany do połączonych kaskadowo filtrów szerokopasmowych: dolnoprzepustowego typu T (L31, L32 i C31), a następnie górnoprzepustowego typu Π (L33, L34 i C39). Filtry te tłumią napięcia o częstotliwościach powyżej kanału 12 oraz poniżej kanału 1. Chronią one tranzystor T31 stopnia wejściowego przed sygnałami zakłócającymi, które będąc poza pasmem odbieranym mogłyby bezpośrednio, przez przemianę częstotliwości lub drogą modulacji skrośnej, spowodować zakłócenia odbioru.

Za filtrem górnoprzepustowym znajduje się dodatkowa pułapka (obwód równoległy L35, C33) zwiększająca tłumienie



Rys. 2. Schemat głowicy ZGM

Typowe wartości napięć na elektrodach tranzystorów
(mierzone woltomierzem o R_{we} = 1 mΩ)

Tranzystor \ Zakres		U_{ARW} = 9,2 V (1,0 V) I/II	III	IV/V
T1	U_{G1}	0	0	5,0
	U_{G2}	9,1 (1,0)	9,1 (1,0)	9,1 (1,0)
	U_S	0	0	5,0 (3,5)
	U_D	0	0	12
T2	U_E	0	0	8,3
	U_B	0	0	7,7
T31	U_{G1}	4,7	4,7	0
	U_{G2}	9,1 (1,0)	9,1 (1,0)	9,1 (1,0)
	U_S	4,7 (3,2)	4,7 (3,2)	0
	U_D	11,2	11,2	0
T32	U_{G1}	0	0	0
	U_{G2}	6,0	6,0	6,0
	U_S	0,9	0,7	0,6
	U_D	12	12	12
T33	U_C	5,1	5,2	0
	U_B	4,7	4,6	0

Typowe wartości prądów płynących przez przepusty głowicy

Przepust \ Zakres		I/II	III	IV/V	
A	µA	0,1	0,1	0,1	maks.
B	mA	—	31/26	—	
C	mA	—	—	21 (17)	
D	mA	18 (13)	—	—	
E	µA	0,5	0,5	0,5	maks.
G	mA	5	5	4	

sygnałów o częstotliwościach pośrednich. Pułapka ta jest strojona na częstotliwość 38 MHz. Dalej, sygnał zostaje poddany transformacji w wąskopasmowym obwodzie wejściowym (L36, L37, L38, L39, L40, V31), przestrajanym warikapem V31 współbieżnie z pozostałymi obwodami przestrajanymi toru VHF głowicy (warikapy V32, V33, V34). Przy pracy w pasmach I i II dioda D31 nie przewodzi; zostaje włączona przy pracy w pasmie III i zwiera część cewek obwodu, powodując wzrost jego częstotliwości rezonansowej. Specjal-

na konfiguracja obwodu umożliwia, przy minimalnej liczbie elementów, uzyskanie we wszystkich pasmach VHF właściwej współbieżności z pozostałymi obowodami głowicy, a także odpowiedniego współczynnika odbicia od wejścia antenowego. Optymalizacja tego obwodu ma również wpływ na współczynnik szumów stopnia wejściowego z tranzystorem T31.
Sygnał wzmocniony przez tranzystor T31 jest następnie filtrowany i transformowany w przełączanym filrze wąskopasmowym (cewki L42, L43, L44, L45, L46 i diody V32, V33). Trymery Tr31, Tr32 i Tr33 służą do dokładnego dostrojenia filtru, a rezystor R41 wyrównuje dobroci obwodów, likwidując szkodliwe pochylenie charakterystyki w.cz. Odpowiedni dobór sprzężeń i obciążeń filtru umożliwia uzyskanie dostatecznej stałości szerokości pasma i równomiernej pracy na wszystkich kanałach. Filtr jest przełączany na pasmo III diodami D33 i D35. Ze względu na niewystarczające tłumienie przez filtr sygnałów lustrzanych na końcu pasma III, w obwodach wejściowych wprowadzono dodatkową pułapkę (L32, C74), zwiększającą tłumienie tych sygnałów.

Filtr wąskopasmowy jest sprzężony z tranzystorami T31 i T32 przez kondensatory C42 i C46. Pojemności własne tych tranzystorów powodują, że w układzie istnieje tendencja do zmiany wzmocnienia w funkcji częstotliwości, lecz odpowiednie dobranie wartości kondensatorów C42, C47 i C38 umożliwiło ograniczenie tego zjawiska.
Z filtru pasmowego sygnał jest doprowadzany do bramki 1 tranzystora T32, pełniącego funkcję mieszacza VHF (przy pracy w zakresie UHF działa jako wzmacniacz p.cz.). Ze względu na sprawność przemiany punkt pracy mieszacza został ustawiony poniżej punktu maksymalnego wzmocnienia tranzystora T32. Zapewnia to również większą stabilność pracy mieszacza. Przez kondensator sprzęgający C54 doprowadza się do mieszacza napięcie w.cz. z heterodyny z tranzystorem T33, obciążonym obwodem rezonansowym L49, L50, V34, C56. Obwód ten jest przełączany diodą D36. Odpowiednio dobrane wartości elementów heterodyny i ich współczynników temperaturowych zapewniają stabilną pracę i małe dryfty (termiczny i napięciowy).

Sygnał o pośrednich częstotliwościach jest wydzielany w wyjściowym filtrze p.cz. (L47, C53, C66) obciążającym mieszacz i dającym, przy obciążeniu wyjścia głowicy rezystorem 75 Ω, jednowierzchołkową charakterystykę p.cz. o szerokości pasma 5,5 MHz/3 dB. Przy współpracy ze wzmacniaczem p.cz. odbiornika telewizyjnego głowica powinna być obciążona drugą, taką samą częścią filtru p.cz., dając dwuwierzchołkową charakterystykę p.cz.

Sygnał UHF z anteny jest doprowadzany do górnoprzepustowego filtru T (L1, C1, C2), tłumiącego sygnały leżące poniżej kanału 21. Następnie sygnał ten jest transformowany w obwodzie wejściowym L1, L3, L5, V1, C5. Dodatkowy warikap V2 umożliwia lepsze dopasowanie i transformację obwodu w funkcji częstotliwości, przyczyniając się jednocześnie do poprawy stałości szerokości charakterystyki przenoszenia obwodu wejściowego. Wartość kondensatora sprzęgającego C6 jest zoptymalizowana pod kątem współczynnika odbicia. Na uwagę zasługuje rozwiązanie obwodów, współpracujących z warikapami (np. C4, L4) i umożliwiających zwiększenie zakresu przestrajania przez zmniejszenie zastępczej pojemności końcowej warikapu łącznie z pojemnościami montażowymi. Ma to szczególne znaczenie w zakresie UHF i umożliwia swobodniejsze projektowanie płytki drukowanej.
Sygnał wzmocniony przez tranzystor T1 jest przenoszony przez filtr pasmowy L8, L10, V3, V4, C12, C13. Specjalna konstrukcja i konfiguracja obwodów filtru umożliwiła uzyskanie pułapki na częstotliwości lustrzane. Pułapka ta przestraja się współbieżnie z obwodami filtru pasmowego, a dokładnie dostraja ją trymerem C14. Rozwiązanie zastosowane w głowicy umożliwia znaczną poprawę tak ważnego parametru, jakim jest tłumienie częstotliwości lustrzanych.
Rdzenie ferrytowe Fe1 i Fe31 nawleczone na dreny tranzystorów T1 i T31 zapobiegają niestabilności stopni wejściowych.
Filtr pasmowy jest sprzężony „od dołu" przez kondensator C16 z mieszaczem samodrgającym z tranzystorem T2. Tranzystor ten jest obciążony obwodem rezonansowym L15, V5, C24, sprzężonym z kolektorem przez kondensator C22 o małej pojemności. Funkcję sprzężenia zwrotnego realizują elementy C18 i R11. Zastosowanie rezystorów tłumiących R11 i R15 oraz nawlekanego rdzenia Fc2 stabilizuje pracę oscylatora i zapobiega powstawaniu drgań pasożytniczych. Ma to podstawowe znaczenie dla poprawnej pracy głowicy w odbiorniku telewizyjnym.

Zoptymalizowana topologia układu i mozaiki oraz dobór wartości elementów i współczynników temperaturowych kondensatorów umożliwiły uzyskanie dobrej stabilności pracy i niewielkich dryftów częstotliwości (termicznego i napięciowego).
Zastosowanie w torze UHF warikapów o zwiększonej liniowości (typu BB505B) umożliwiło ograniczenie maksymalnego nachylenia charakterystyki przestrajania i poprawę własności intermodulacyjnych.
Sygnał o pośrednich częstotliwościach jest następnie filtrowany przez dwuobwodowy filtr pasmowy (L16, L17, L18, C25, C26) i wzmacniany przez tranzystor T32, pracujący wtedy jako wyjściowy wzmacniacz p.cz. (dioda D1 przewodzi).
W wersji głowicy wyposażonej w dzielnik częstotliwości (ZGM 202) rezystor R17 i kondensator C64 służą do sprzęgania dzielnika z oscylatorami odpowiednio UHF i VHF.

Podstawowe dane głowicy ZGM 201 (OIRT)

Kanały: 1 ÷ 5 w pasmie I i II, 6 ÷ 12 w pasmie III, 21 ÷ 69 w pasmach IV i V
Częstotliwość pośrednia: wizja 38 MHz, fonia 31,5 MHz
Wzmocnienie mocy: min. 20 dB
Współczynnik szumów: w zakresach VHR — maks. 8,5 dB
w zakresach UHF — maks. 13 dB (typowo 8 dB)
Impedancja wejściowa: 75 Ω (wejście niesymetryczne)
Współczynnik odbicia (w kanale między nośnymi wizji i fonii): maks. 60%
Tłumienie sygnałów o pośrednich częstotliwościach (w kanale między nośną wizji i fonii): w pasmie I — min. 50 dB, w pozostałych pasmach min. 60 dB
Tłumienie sygnałów lustrzanych: w zakresie VHF — min. 55 dB
w zakresie UHF — min. 46 dB
Nominalny wejściowy sygnał nasycający (dla nominalnego wzmocnienia głowicy): min. 10 mV
Zmiana częstotliwości heterodyny przy zmianie napięcia zasilania o ±5%: w zakresie VHF: maks. 300 kHz
w zakresie UHF: maks. 600 kHz
Zakres działania ARW: min. 40 dB w zakresie VHF, min. 30 dB w zakresie UHF
Zakres temperatur otoczenia: przechowywanie −25 ÷ +70°C, praca 0 ÷ +55°C
Napięcie zasilające: +12 V ±10%
Prąd pobierany ze źródła zasilania +12 V : maks. 45 mA
Nachylenie charakterystyki ARW (wartości maksymalne):
w zakresie VHF: typowo 30 dB/V
w zakresie UHF: typowo 55 dB/V
Nachylenie charakterystyk przestrajania:
w pasmach I i II typowo od 5 do 0,5 MHz/V
w pasmie III typowo od 8 do 1 MHz/V
w pasmach IV i V typowo od 25 do 4 MHz/V
Masa: ok. 150 g

Najnowsze rozwiązania głowic TV na świecie są obecnie wykonywane w technologii montażu powierzchniowego SMD (ang. Surface Mounted Devices). Technologia ta umożliwia w znacznym stopniu zautomatyzowanie produkcji, zmniej-

szając pracochłonność wytwarzania przy jednoczesnym wzroście niezawodności wyrobu. Postęp w dziedzinie układów scalonych umożliwił zrealizowanie przez nie niektórych funkcji wykonywanych dotychczas przez układy z elementami dyskretnymi, wzbogacając je przy tym o wysoką, gwarantowaną technicznie jakość parametrów wielko- i małosygnałowych. Bardziej znane typy takich układów scalonych, to: TDA5030A (Philips), U4777 (Telefunken), TUA2000-4 (Siemens), CX20155 (Sony). Układy te zawierają przeważnie mieszacz VHF, oscylator VHF, przedwzmacniacz p.cz. UHF, wyjściowy wzmacniacz p.cz. do współpracy z filtrem p.cz. z falą powierzchniową oraz buforowe wyjście oscylatora VHF do dzielnika częstotliwości.

Najnowszym osiągnięciem w dziedzinie układów scalonych dla głowic TV jest układ TDA5330T, oferowany w 1988 r. przez firmę Philips. Układ ten jest umieszczony w obudowie 24-końcówkowej, przystosowanej do montażu powierzchniowego. Jest przeznaczony do stosowania w tzw. 3-zakresowych głowicach z kanałami specjalnymi, które umożliwiają odbiór wszystkich kanałów leżących w zakresie przydzielonym telewizji odbiorczej (48–860 MHz).

Układ scalony TDA5339T zawiera:

— mieszacz zrównoważony dla zakresu A (48 ÷ 180 MHz),
— oscylator o kontrolowanej amplitudzie dla zakresu A,
— mieszacz zrównoważony dla zakresu B (160 ÷ 470 MHz),
— oscylator dla zakresu B,
— mieszacz zrównoważony dla zakresu C (430 ÷ 860 MHz),
— oscylator dla zakresu C,
— buforowe wyjścia oscylatorów dla zewnętrznego dzielnika częstotliwości,
— przedwzmacniacz p.cz. dla wysterowania filtru z falą powierzchniową,
— zasilacz stabilizowany,
— elektroniczny przełącznik zakresów.

Jak już wspomniano, nowe głowice mają rozszerzone zakresy odbieranych częstotliwości. Powszechnie wyróżnia się głowice z zakresem kablowym, które mogą odbierać dodatkowo sygnały w zakresach 105 ÷ 175 MHz i 230 ÷ 300 MHz oraz głowice z zakresem „hyper" (ang. hyperband tuners), które oprócz normalnych kanałów rozsiewczych mogą odbierać podane wyżej kanały kablowe oraz kanały z zakresu 300 ÷ 470 MHz. Tak więc głowice „hyperbandowe" mogą odbierać wszystkie kanały z zakresu 48 ÷ 860 MHz.

Głowice najnowszego typu są zwykle wyposażone w układy syntezy częstotliwości z pętlą PLL. Znanym układem scalonym przeznaczonym do tych głowic jest SDA3202 firmy Siemens. Stosowanie syntezy częstotliwości umożliwia, w połączeniu ze zdalnym sterowaniem, programowanie i łatwy wybór dużej liczby dysponowanych kanałów. □

miernictwo



Leon Kossobudzki

Prosty miernik kondensatorów elektrolitycznych

Opis miernika był opublikowany w nr 5/1985 dwutygodnika „Funkschau", a jego zastosowanie to pomiar kondensatorów elektrolitycznych od 1 do 10 000 µF z dokładnością wystarczającą dla większości zastosowań praktycznych.

Schemat miernika jest przedstawiony na rysunku.

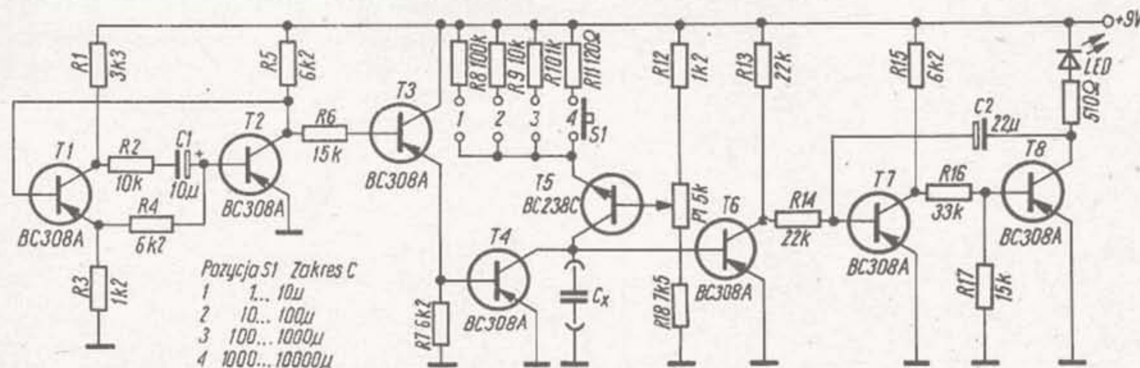
Głównym elementem układu jest źródło prądowe z tranzystorem T5, ładujące mierzony kondensator Cx prądem o stałym natężeniu. Włączony równolegle do Cx tranzystor T4 jest sterowany impulsami prostokątnymi z multiwibratora, wykonanego z tranzystorami T1 i T2. Tranzystor T3 pełni funkcję separatora — wtórnika emiterowego. Multiwibrator generuje impulsy o częstotliwości 2 ÷ 3 Hz. Włączenie tranzystora T4 przez impuls występujący na emiterze tranzystora T3 powoduje rozładowanie mierzonego kondensatora. Istnieją tu dwie możliwości:

1. Kondensator Cx rozładuje się do tego stopnia, że włącza się tranzystor T6, który uruchomia multiwibrator jednostabilny z tranzystorami T7 i T8. W czasie trwania tego impulsu zaświeca się dioda LED w kolektorze tranzystora T8.

2. Kondensator rozładuje się tylko częściowo, nie osiągając progu przełączenia tranzystora T6. Dioda nie zaświeci się.

Realizacja tych możliwości zależy od prądu źródła prądowego, który z kolei zależy od rezystancji włączonej w emiterze tranzystora T5 oraz nastawienia potencjometru P.

Regulując potencjometrem P znajduje się położenie, w którym dioda zaczyna błyskać. Gdy gałka potencjometru P ma podziałkę 1 ÷ 10, punkt ten oznacza bezpośredni odczyt wartości pojemności na zakresie, wybranym przełącznikiem S1. □



Schemat prostego miernika kondensatorów elektrolitycznych

Poradnik elektronika. Diody (2)

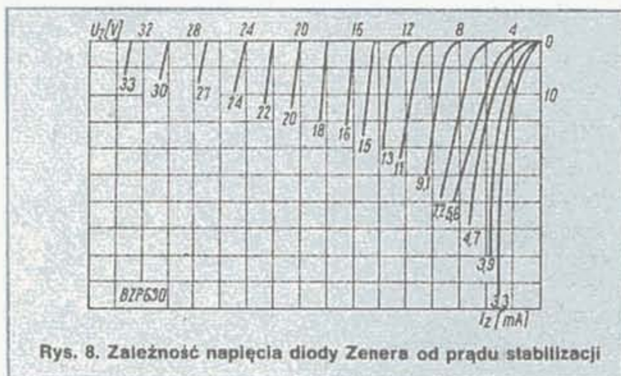
Stabilistory — diody Zenera

W wielu urządzeniach elektronicznych napięcia muszą mieć stałą wartość nie zmieniającą się podczas wahań napięcia sieci zasilającej, przy zmianach natężenia pobieranego prądu itd. Do stabilizowania napięć można wykorzystywać układy tranzystorowe, lecz w wielu wypadkach wystarcza dioda Zenera. Dioda taka ma charakterystykę przewodzenia (zależność między prądem i napięciem przewodzenia) identyczną jak inne diody, różni się natomiast jej charakterystyka prądu i napięcia wstecznego. Po przekroczeniu pewnej wartości napięcia wstecznego, nazwanego napięciem Zenera, charakterystycznego dla danego typu diody, zaczyna gwałtownie wzrastać natężenie prądu wstecznego, nazywanego prądem Zenera. Podobne zjawisko występuje również w innego rodzaju diodach. Przepływ prądu wstecznego, ograniczonego do odpowiedniej wartości, nie powoduje zniszczenia diody Zenera, i to zjawisko jest właśnie wykorzystywane do stabilizowania napięcia.
Symbol graficzny diody Zenera jest przedstawiony na rys. 7.



Rys. 7. Symbol diody Zenera

Dzięki odpowiednim zabiegom technologicznym można dobierać wartości napięcia wstecznego, przy którym następuje gwałtowny wzrost prądu wstecznego. W ten zatem sposób powstają diody Zenera do stabilizacji napięć o różnych wartościach.
Produkuje się diody Zenera o napięciach od ok. 3 do 200 V, aczkolwiek większość typów diod ma napięcia stabilizacji nie przekraczające 40 V. Najdogodniej omówić właściwości diod Zenera posługując się przykładami.
Produkowane przez CEMI stabilistory typu BZP630... mają napięcia od ok. 3 do 30 V, a obciążalność 250 mW. Na rys. 8 przedstawiono zależność napięcia Zenera U_Z od prądu Zenera I_Z diod tej rodziny. Diody Zenera nie są idealnymi

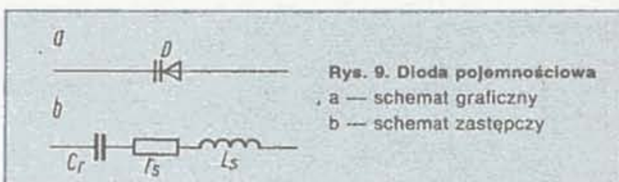


Rys. 8. Zależność napięcia diody Zenera od prądu stabilizacji

stabilizatorami, ponieważ ich napięcie zmienia się w pewnych granicach w zależności od natężenia przepływającego przez nie prądu. Napięcie diody BZP630-C9V1 przy zmianach prądu w granicach od 5 do 25 mA przyjmuje wartości od ok. 9 do ok. 10,5 V.
Parametrem określającym jakość stabilizacji napięcia jest rezystancja dynamiczna $r_Z = \frac{\Delta U_Z}{\Delta I_Z}$. Rezystancja dynamiczna diod Zenera BZP630 wynosi od 10 do 90 Ω i jest tym większa, im wyższe jest napięcie Zenera. Nie każda dioda danego typu ma dokładnie takie same napięcie. Np. dioda o nominalnym napięciu 9,1 V może mieć napięcia od 8,5 do 9,6 V. Napięcie Zenera zależy również od temperatury, a tę zależność określa się zazwyczaj za pomocą współczynnika temperaturowego napięcia stabilizacji α_{UZ}. Współczynnik ten może przyjmować wartości dodatnie lub ujemne. Oznacza to, że gdy temperatura rośnie, napięcie Zenera może się zwiększać lub zmniejszać. Diody BP683... (CEMI) o napięciach od ok. 5 V mają współczynnik α_{UZ} ujemny, a przy wyższych napięciach — dodatni. Np. dioda o napięciu 3,3 V ma α_{UZ} $-6 \cdot 10^{-4}$/°C, a dioda o napięciu 33 V $+9 \cdot 10^{-4}$/°C. Wynika stąd wniosek, że łącząc szeregowo diody o dodatnich i ujemnych wartościach α_{UZ} można uzyskać źródło napięcia o $\alpha_{UZ} = 0$.
Do stabilizowania napięć mniejszych niż 3 V używa się zwykłych diod krzemowych połączonych w kierunku przewodzenia. Łącząc szeregowo, np. 2, 3, 4 diody, uzyskuje się napięcie ok. 1,4, 2,1, 2,8 V.

Diody pojemnościowe (warikapy)

Już sama nazwa wskazuje, że w diodach tego rodzaju bardzo ważnym parametrem jest ich pojemność. Wspomniano poprzednio, że każda dioda ma pewną pojemność, ale diody pojemnościowe są konstruowane w taki sposób aby tę pojemność można było lepiej wykorzystywać. Diody pojemnościowe są też nazywane warikapami. Nazwa ta wywodzi się z języka angielskiego (skrót od VARIable CAPacitance).
Dzięki swoim zaletom, na które składają się: niska cena, bardzo małe wymiary, niewrażliwość na drgania i wpływy atmosferyczne, diody pojemnościowe są obecnie powszechnie stosowane w głowicach odbiorników telewizyjnych i głowicach UKF odbiorników radiofonicznych. Wyparły tam w dużej mierze zmienne kondensatory używane do przestrajania obwodów rezonansowych. Ponadto diody pojemnościowe są stosowane w układach ARCz — automatycznej regulacji częstotliwości.
Diody pojemnościowe są polaryzowane napięciem stałym w kierunku wstecznym a ich prąd wsteczny I_R ma bardzo małą wartość, około 1 nA (1 nanoamper — 10^{-9} A). Dzięki temu nie wnoszą one szkodliwego tłumienia do obwodów rezonansowych i nie pogarszają ich dobroci. Właśnie ze względu na tłumienie nie można używać diod pojemnościowych polaryzowanych w kierunku przewodzenia; ich rezystancja jest wtedy

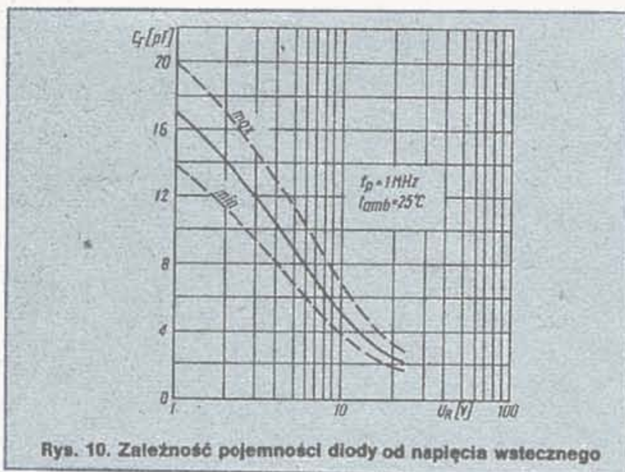


Rys. 9. Dioda pojemnościowa
a — schemat graficzny
b — schemat zastępczy

zbyt mała. Ważnym parametrem jest też szeregowa rezystancja diody r_s, mierzona przy doprowadzonym sygnale wielkiej częstotliwości, mająca również wpływ na dobroć obwodu rezonansowego w.cz., w którym dioda pracuje.
Na rys. 9 przedstawiono graficzny symbol diody pojemnościowej oraz zastępczy schemat elektryczny. Oprócz pojemności diody C_r jest jeszcze wspomniana szeregowa rezystancja r_s oraz szeregowa indukcyjność L_s. Wartość tej indukcyj-

ności jest jednak tak mała, że przy normalnych zastosowaniach można ją pominąć.

CEMI produkuje dwa podstawowe typy diod pojemnościowych do głowic w.cz. odbiorników radiowych i telewizyjnych: podwójne diody ze wspólną katodą typu BB104 i pojemnościowe diody BB105. Obydwa typy diod dzielą się jeszcze na oznaczane dodatkową literą grupy selekcyjne, BB104B, BB105A, BB105G itd. Na rys. 10 przedstawiono zależność pojemności



Rys. 10. Zależność pojemności diody od napięcia wstecznego

diody C_r od napięcia wstecznego U_R. W użytecznym zakresie pracy pojemność diody zmienia się od ok. 14 pF przy $U_R = 2$ V do ok. 2,5 pF przy $U_R = 20$ V.

W katalogu określa się pojemność diody podając wartość pojemności C_r mierzoną przy napięciu $U_R = 25$ V i częstotliwości pomiarowej $f_p = 1$ MHz; dla diod BB105B tak mierzona pojemność wynosi od 1,8 pF do 2,8 pF. Zmiany pojemności podaje się jako stosunek pojemności mierzonych przy różnych napięciach:

$$\frac{C_r(U_{R1})}{C_r(U_{R2})} \text{ przy czym } U_{R1} = 3 \text{ V; } U_{R2} = 25 \text{ V}$$

Dla diod BB105G stosunek tych pojemności jest równy 4. Wartość szeregowej rezystancji r_s diod BB105, mierzona przy częstotliwości 470 MHz i pojemności 9 pF, wynosi od 0,65 do 1,2 Ω, zależnie od grupy selekcyjnej. Poszczególne egzemplarze diod, nawet tego samego typu, mają pojemności nieco różniące się między sobą a różnice te są znacznie większe niż w przypadku kondensatorów strojeniowych. Utrudnia to współbieżne strojenie kilku obwodów rezonansowych np. w pasmowym wzmacniaczu w.cz. Aby zmniejszyć tę niedogodność, producenci diod pojemnościowych dobierają je w komplety o takich samych pojemnościach, np. po 2, 3, 4 i 6 szt.

Niektóre zachodnie firmy, np. Philips, produkują diody pojemnościowe, przeznaczone do strojenia na zakresach fal długich i średnich, które mogą zastępować kondensatory strojeniowe. Diody tego rodzaju, np. BB130 mają pojemność zmieniającą się od 450÷550 pF przy $U_R = 1$ V do 17÷21 pF przy $U_R = 28$ V a więc stosunek największej do najmniejszej pojemności jest bardzo duży ok. 25.

W urządzeniach elektronicznych spotyka się jeszcze kilka innych rodzajów diod, na ogół nie stosowanych w konstrukcjach amatorskich. Warto jednak coś o nich wiedzieć.

Diody tunelowe. Diody te mają „zdeformowaną" charakterystykę prądu przewodzenia w zakresie niewielkich napięć. W zakresie napięcia przewodzenia od ok. 0,07 V do ok. 0,25 V prąd przewodzenia nie wzrasta lecz maleje i powstaje zjawisko tzw. rezystancji ujemnej. Potem, wraz ze wzrostem napięcia, zwiększa się również natężenie prądu przewodzenia jak w zwykłych diodach. Diody tunelowe są stosowane m.in. w układach generacyjnych, wzmacniających i przełączających w.cz., rzędu kilkuset megaherców.

Diody Schottky'ego. Charakteryzują się one przede wszystkim dużą szybkością przełączania oraz małym napięciem przewodzenia. Mogą przy tym przewodzić prądy o dużym natężeniu. Używa się ich obecnie najczęściej w zasilaczach impulsowych o częstotliwości pracy rzędu kilkudziesięciu kiloherców.

Diody p-i-n. Charakterystyczną cechą tych diod są ich właściwości przy wielkich częstotliwościach. Rezystancja jaką wykazują dla prądów w.cz. zależy od wielkości prądu przewodzenia I_F. Dzięki tej właściwości diody p-i-n stosuje się jako regulowane tłumiki w układach w.cz., np. we wstępnych stopniach wejściowych odbiorników telewizyjnych.

Na zakończenie warto jeszcze wspomnieć, że istnieją specjalne typy diod pełniących funkcje elektronicznych przełączników zakresów w odbiornikach radiowych i telewizyjnych. Wykorzystuje się tu małą rezystancję diody spolaryzowanej w kierunku przewodzenia i bardzo dużą rezystancję diody spolaryzowanej napięciem wstecznym.

J.J.

□

Przełącznik czasowy

Janusz Dominiak

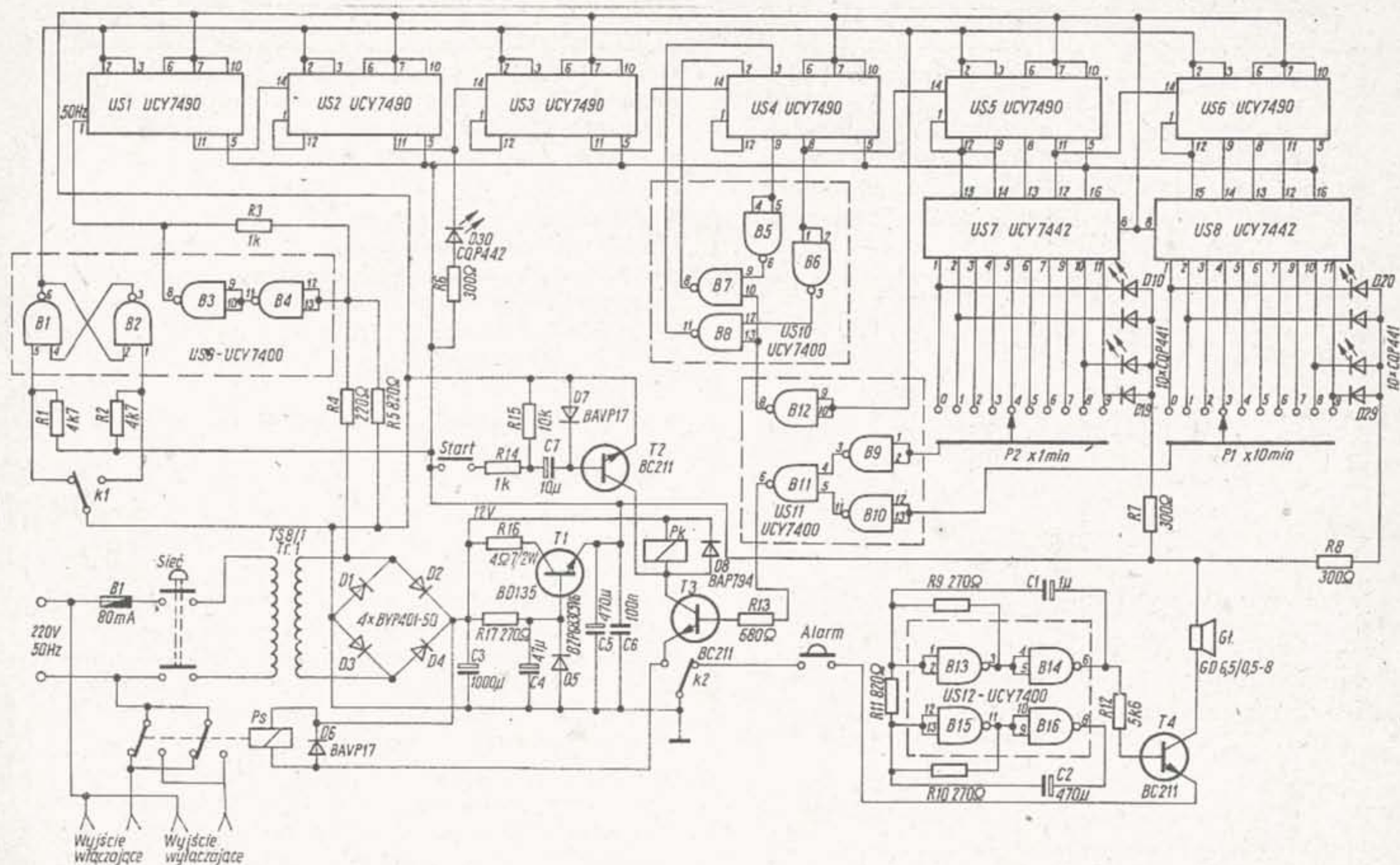
Przełącznik czasowy jest przeznaczony do wyłączania odbiorników energii elektrycznej w gospodarstwie domowym, np. prodiży, pieców, czajników elektrycznych, grzałek. Wyłączenie tych urządzeń, samoczynnie po upływie ustawionego czasu, zabezpiecza je przed spaleniem się, a więc i przed pożarem. Opisany przełącznik może być przystosowany również do włączania odbiorników elektrycznych. Przełącznik jest wyposażony w układ ALARM, który akustycznie sygnalizuje zakończenie odmierzania ustawionego czasu.

DANE TECHNICZNE

Napięcie zasilania:	220 V, 50 Hz
Pobór prądu:	50 mA
Zakres czasu:	1÷99 min
Regulacja czasu:	co 1 min
Niedokładność odmierzanego czasu	maks. 1%
Moc sterowanych urządzeń	maks. 2000 W

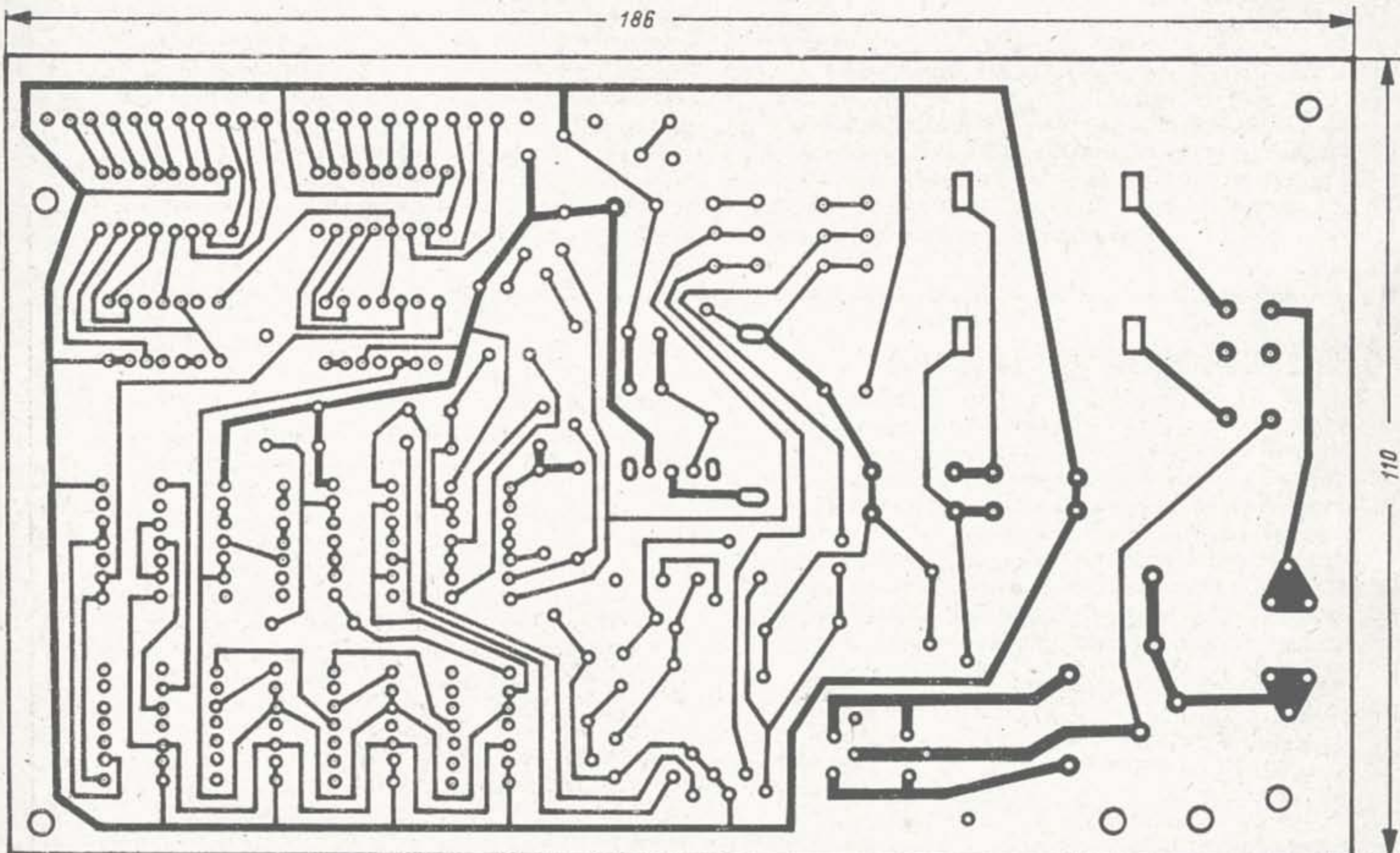
Opis działania

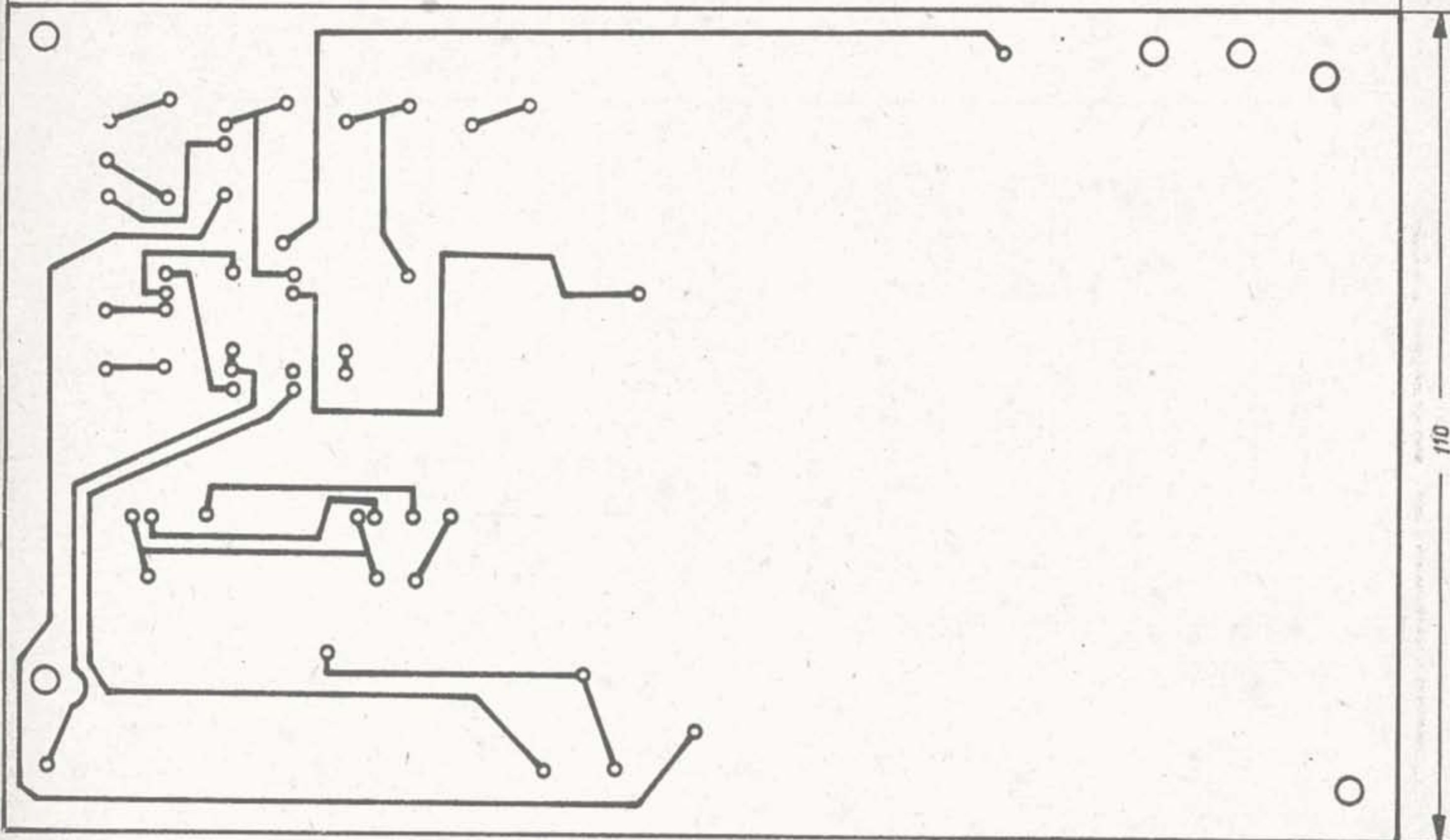
Schemat elektryczny przełącznika przedstawiono na rys. 1. Włącznikiem SIEĆ włącza się napięcie sieciowe do układu przełącznika czasowego. Zestyki k1, k2 przekaźnika Pk dołączają masę do układu alarmowego (układ scalony US12) i do wejścia bramki B1 układu scalonego US9. Na wyjściu tej bramki uzyskuje się stan wysoki, który zeruje i blokuje dzielniki częstotliwości US1÷US4 oraz liczniki dziesiętne US5, US6. Dekodery US7, US8 mają stany niskie na wyjściach „O", a na pozostałych są stany wysokie. Przy ustawionym przełącznikami P1 i P2, czasie 34 minuty, na wyjściach bramek B9, B10 są stany niskie. Na wyjściu bramki B11 będzie stan wysoki, który utrzymuje bazę tranzystora T3 na potencjale przwodzenia. Tranzystor T3 jednak nie przewodzi, ponieważ obwód emitera jest rozwarty przez zestyk k2. Przyciśnięcie przycisku START rozpoczyna ładowanie kondensatora C7 napięciem dodatnim z dzielnika R14, R15. Po naładowaniu się



Rys. 1. Schemat elektryczny przełącznika czasowego

Rys. 2. Płytka drukowana przełącznika czasowego (widok od strony druku)





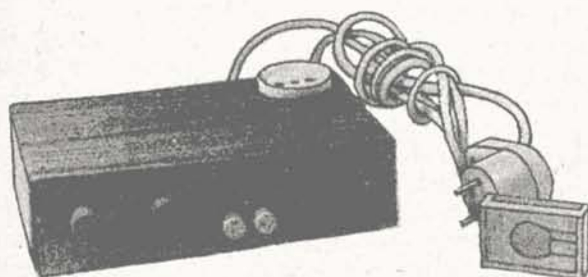
Rys. 3. Płytka drukowana (widok od strony elementów)

kondensatora C7 tranzystor T2 przewodzi i włącza przekaźnik Pk, którego zestyk k2 dołącza masę do emitera tranzystora T3. Przewodzący tranzystor T3 podtrzymuje stan włączenia przekaźnika Pk. Masa zostaje dołączona również do przekaźnika Ps włączającego napięcie do gniazda wyjściowego. Po włączeniu przekaźnika Pk zestyk k2 odłącza masę od układu US12, spełniającego funkcję sygnalizatora akustycznego, a zestyk k1 dołącza masę do wejścia bramki B2. Na wyjściu bramki B1 będzie więc stan niski, który odblokuje układy scalone US1÷US6.

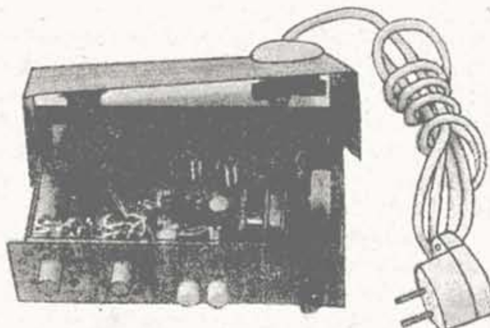
Do wejścia układu US1 doprowadzane są dodatnie impulsy o częstotliwości 50 Hz z jednopołówkowego prostownika (dioda D3), formowane w przerzutniku Schmitta, utworzonym z bramek B3, B4. Układ scalony US1 jest dzielnikiem częstotliwości 1:5, natomiast układy US2, US3 spełniają funkcje dzielników częstotliwości 1:10. Uzyskany sygnał o częstotliwości 0,01 Hz jest w układzie US4 jeszcze podzielony przez 6. Z bramek B5÷B8 i B12 jest utworzony układ zerowania i blokowania dzielnika US4. Tak otrzymane impulsy są zliczane w dwudekadowym liczniku z układami scalonymi US5, US6, pracującymi w kodzie BCD. W dekoderach US7, US8 następuje zamiana kodu BCD na kod 1 z 10. Na wyjściach 0÷9 dekodera US7 stany niskie występują kolejno co 1 minutę, natomiast w dekoderze US8 — co 10 minut.

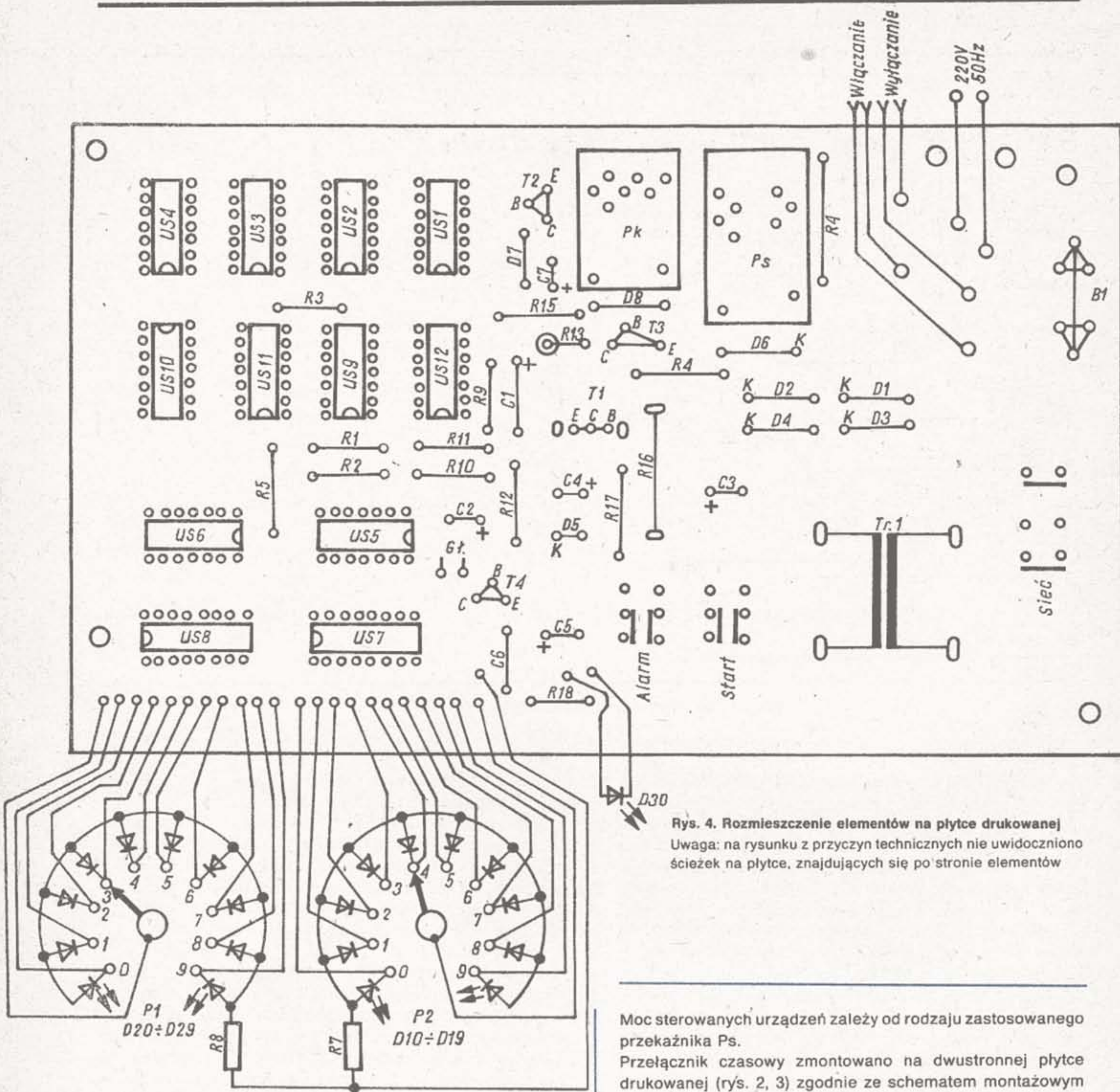
Na schemacie elektrycznym (rys. 1) przełączniki P1 i P2 są w pozycji odpowiadającej odmierzanemu czasowi 34 minuty, więc gdy stany niskie będą jednocześnie na wyjściu 3 układu US8 i na wyjściu 4 układu US7, na wyjściu bramki B11 będzie stan niski. Nastąpi zatkanie tranzystora T3 i przekaźnik Pk zostanie wyłączony. Zestyki k1 i k2 zostaną przełączone.

Fot. 1. Widok ogólny przełącznika czasowego



Fot. 2. Widok wnętrza przełącznika czasowego





Rys. 4. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej

Uwaga: na rysunku z przyczyn technicznych nie uwidoczniono ścieżek na płytce, znajdujących się po stronie elementów

Zestyk k2 wyłączy przekaźnik Ps i włączy sygnalizację akustyczną (układ US12). Zestyk k1 wyzeruje i zablokuje układy US1 ÷ US6. Na bazie tranzystora T3 będzie nadal stan wysoki ale tranzystor nie będzie przewodził, ponieważ rozwarty jest obwód emitera. Diody LED D10 ÷ D29 są zamocowane odpowiednio na przełącznikach P1, P2 i wskazują aktualnie odmierzany czas.

Układ można rozbudować, zwiększając zakresy czasu, ale dalsza rozbudowa nie jest celowa ze względu na dużą niestabilność częstotliwości sieci energetycznej i przy dużych czasach błąd może przekroczyć podstawową jednostkę, tj. jedną minutę.

Moc sterowanych urządzeń zależy od rodzaju zastosowanego przekaźnika Ps.

Przełącznik czasowy zmontowano na dwustronnej płytce drukowanej (rys. 2, 3) zgodnie ze schematem montażowym z rys. 4. Diody D10 ÷ D29 wskazujące czas, są przylutowane bezpośrednio do przełączników P1, P2, przykręconych do płyty czołowej. Na płytę czołową jest też wyprowadzona dioda świecąca D30, której światło pulsuje z częstotliwością 1 Hz, gdy urządzenie odlicza czas. W zasilaczu tranzystor T1 przymocowany jest do radiatora. Całość umieszczono w obudowie z dwóch wyprofilowanych blach o grubości 1,5 mm tak, jak widać na zdjęciach (fot. 1 i 2). Do górnej części obudowy przymocowano głośnik i gniazdo wyjściowe. W obudowie oprócz otworów przeznaczonych do mocowania elementów, wywiercono otwory wentylacyjne.

W urządzeniu jako przełączniki P1 i P2 zastosowano przełączniki obrotowe 10-pozycyjne. Włączniki są typu Isostat. Funkcję przekaźnika Pk spełnia przekaźnik MTd-6 o numerze katalogowym 8-4463-123-4, a przekaźnika Ps — przekaźnik MTwd-6 o numerze katalogowym 8-4463-162-3. □

Krystyna Prószyńska

Stereofoniczny odtwarzacz kasetowy PS 101 „Kajtek"

„Kajtek" produkowany przez Zakłady Radiowe im. M. Kasprzaka (ZRK) w Warszawie jest pierwszym krajowym urządzeniem typu „Walkman".

DANE TECHNICZNE

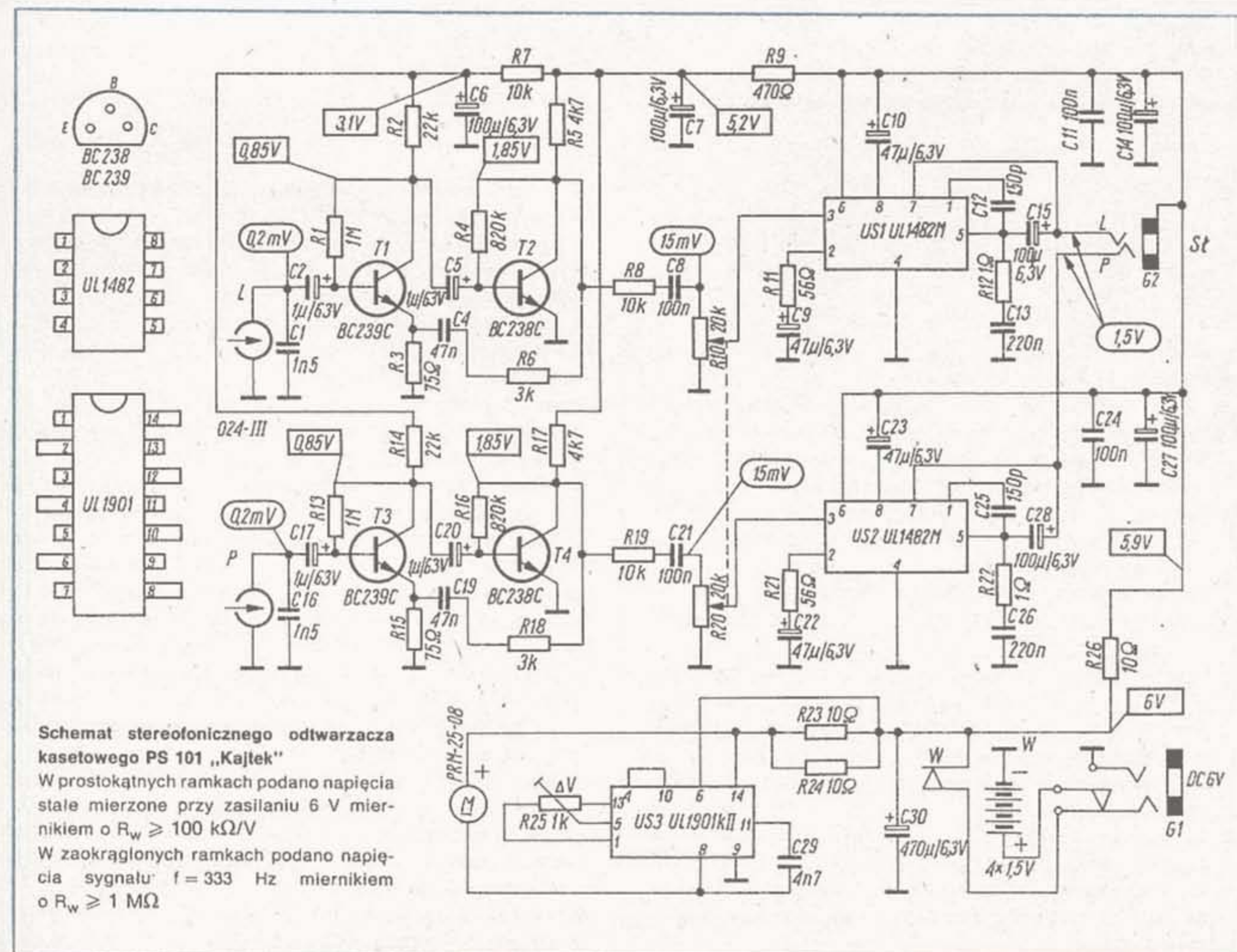
Prędkość przesuwu taśmy:	4,76 cm/s
Odchyłka prędkości przesuwu taśmy:	≤ ±2%
— środek taśmy	≤ ±4%
— początek i koniec taśmy	≤ ±1%
Nierównomierność prędkości przesuwu taśmy:	≤ ±0,4%
Czas przewijania taśmy w kasecie C60:	≤ 300 s
Charakterystyka odczytu:	80 ÷ 10 000 Hz
Moc wyjściowa:	2 × ≥ 80 mW
Impedancja wyjściowa:	10 Ω
Zasilanie:	
pobór prądu — odczyt, środek taśmy, regulator głośności na maks.	≤ 150 mA
— przewijanie, środek taśmy, regulator głośności na min.	≤ 70 mA
napięcie zasilania	$6^{+10\%}_{-30\%}$ V
Wymiary:	143 × 99 × 36 mm
Masa (bez baterii):	0,3 kg

Opis układu

Na rysunku przedstawiono schemat elektryczny odtwarzacza. Sygnał indukowany w głowicy odczytującej jest wzmacniany w dwustopniowym wzmacniaczu korekcyjnym z tranzystorami T1 i T2 (tranzystory T3 i T4 — w kanale prawym). Charakterystykę częstotliwości określają elementy: R3, R6, C4 oraz C1 w połączeniu równoległym z rezystancją wejściową wzmacniacza (odpowiednio elementy: R15, R18, C19 i C16 — w kanale prawym).

Regulację głośności zapewnia potencjometr R10 (R20). Z suwaka potencjometru sygnał jest doprowadzany do wejścia układu scalonego UL1482M — US1 (US2) pełniącego funkcję wzmacniacza mocy m.cz. Do wyjścia wzmacniacza mocy należy wtykiem (jack stereo 3,5 mm) dołączyć słuchawki stereofoniczne o rezystancji 32 Ω.

Obroty silnika odtwarzacza stabilizuje układ scalony UL1901kII. Odtwarzacz może być zasilany bateryjnie: 4 ogniwa LR6 (4 × 1,5 V) lub sieciowo: zewnętrzny zasilacz sieciowy 6 V/200 mA z nasadką NZZ-03. □



Schemat stereofonicznego odtwarzacza kasetowego PS 101 „Kajtek"
W prostokątnych ramkach podano napięcia stałe mierzone przy zasilaniu 6 V miernikiem o $R_w \geq 100$ kΩ/V
W zaokrąglonych ramkach podano napięcia sygnału f = 333 Hz miernikiem o $R_w \geq 1$ MΩ

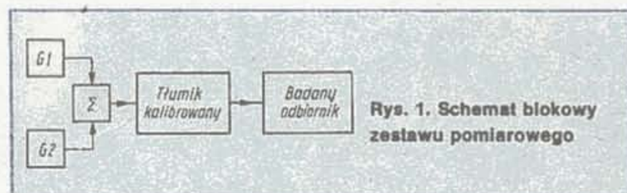
Generator dwusygnałowy w.cz. do pomiaru zniekształceń intermodulacyjnych

mgr inż. G.P. Kaniut SP9RG

Do pomiaru zniekształceń intermodulacyjnych jest potrzebny dosyć obszerny zestaw aparatury pomiarowo-kontrolnej, jakim mało który amator-krótkofalowiec dysponuje (artykuł pt. „Intermodulacja", „Re" nr 11/1986). W niniejszym artykule jest opisany zestaw aparatury do pomiaru zniekształceń intermodulacyjnych, który większość amatorów może wykonać we własnym zakresie, a dokładność pomiarów aparatury w zasadzie nie ustępuje pomiarom wykonywanym za pomocą profesjonalnej aparatury pomiarowo-kontrolnej.

Na zakresach fal krótkich występuje nadmiar silnych i bardzo silnych sygnałów radiowych. Chcąc na pasmach amatorskich usłyszeć stację DX'ową, a więc stację o słabym sygnale, potrzebny jest odbiornik o dużej odporności na zakłócenia intermodulacyjne, czyli odbiornik odporny na duże sygnały wejściowe. Czołowi światowi producenci odbiorników i transceiverów zadali sobie trud skonstruowania urządzeń o dużej odporności na zakłócenia intermodulacyjne, urządzenia te są jednak odpowiednio drogie. Nie bez znaczenia przeto byłaby znajomość odporności intermodulacyjnej odbiornika we własnym transceiverze lub swojego kolegi. Oprócz pomiarów zniekształceń intermodulacyjnych opisana aparatura umożliwia także sprawdzenie czułości odbiornika oraz wskazań „S-metra" i potwierdzenie lub zakwestionowanie niektórych parametrów technicznych podanych w instrukcji obsługi transceivera fabrycznego.

Na rys. 1 przedstawiono schemat blokowy zestawu pomiarowego. Składa się on z generatora dwusygnałowego z zasilaczem sieciowym oraz tłumika kalibrowanego. Ten ostatni był już opisany w „Re" nr 11/1986.



Rys. 1. Schemat blokowy zestawu pomiarowego

Aby wyniki pomiarów były wiarygodne generator dwusygnałowy musi spełnić szereg wymagań technicznych:

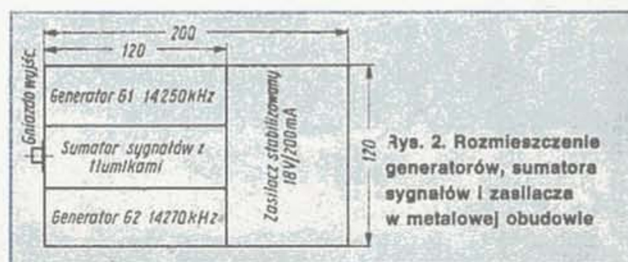
- „IP własne" generatora dwusygnałowego musi być minimum o 50% większe od „IP" badanego odbiornika.
- Sygnały wyjściowe obydwóch generatorów kwarcowych nie mogą zawierać częstotliwości harmonicznych.
- Każdy generator kwarcowy powinien się mieścić w oddzielnej ekranowej komorze, w celu uniemożliwienia promieniowania pasożytniczego, które mogłoby fałszować wynik pomiaru.
- Powinna być zapewniona równość poziomów sygnałów wyjściowych obydwóch generatorów na współosiowym gnieździe wyjściowym, także przy niedopasowaniu wejścia badanego odbiornika do zestawu pomiarowego:

Dla generatora dwusygnałowego założono następujące parametry techniczne:

- Generator dostarcza na swoim współosiowym wyjściu dwa sygnały, każdy o poziomie „O dBm".
- W generatorze mieszczą się dwa wyłączane tłumiki 10 i 20 dB umożliwiające tłumienie sygnału wyjściowego o powyższe wartości.
- Każdy z generatorów kwarcowych można oddzielnie wyłączyć.
- Całość urządzenia mieści się w metalowej obudowie, razem z zasilaczem sieciowym.

Metalowa obudowa o wymiarach 120×200×60 mm jest podzielona na cztery komory: trzy komory wzdłużne oraz jedną komorę poprzeczną, jak to przedstawiono na rys. 2. Wszystkie komory są wzajemnie dobrze ekranowane. W komorach zewnętrznych mieszczą się generatory kwarcowe; między generatorami, w komorze środkowej, umieszczono sumator sygnałów oraz obydwa tłumiki 10 i 20 dB. Komora poprzeczna zawiera zasilacz sieciowy, dostarczający stabilizowane napięcie 18 V do zasilania generatorów.

Generatory są zasilane przez kondensatory przepustowe, umieszczone w poprzecznej ściance działowej oraz przez dławiki w.cz. Ma to na celu uniemożliwienie przenikania sygnałów wyjściowych generatorów po przewodach zasilania na zewnątrz urządzenia. Współosiowe gniazdo BNC jest



Rys. 2. Rozmieszczenie generatorów, sumatora sygnałów i zasilacza w metalowej obudowie

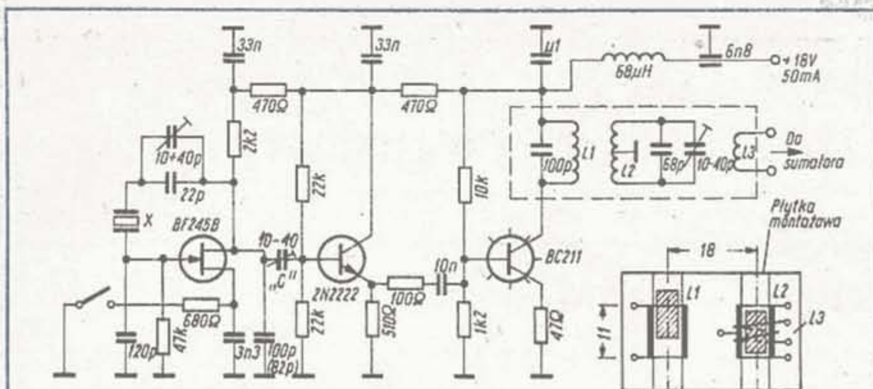
umieszczone w środku ścianki bocznej obudowy na wysokości komory środkowej.

Na górnej płycie obudowy mieszczą się cztery wyłączniki wciskowe „Isostat": dwa w pobliżu współosiowego gniazda wyjściowego dla tłumików 10 i 20 dB i po jednym, sięgającym do każdej komory generatorów, służącym do ich wyłączania. Na wysokości komory zasilania znajduje się dioda LED sygnalizująca pracę zasilacza.

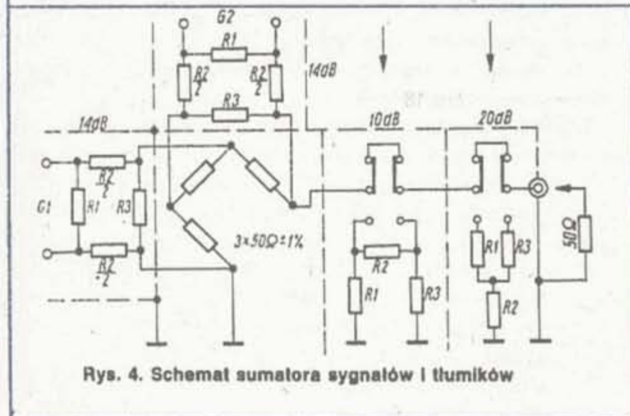
Generatory — schemat na rys. 3 są zmontowane na płytkach drukowanych o wymiarach 40×110 mm. Różnica w ich budowie polega jedynie na częstotliwości rezonatorów kwarcowych, z których jeden pracuje na 14 250 kHz, drugi na 14 270 kHz. Każdy z generatorów dostarcza symetryczny w stosunku do masy sygnał wyjściowy o poziomie +20 dBm = 2,25 V na 50 Ω. Kondensator „C" służy do precyzyjnego dostrojenia poziomu sygnału wyjściowego generatora.

Sumator sygnałów, którego schemat jest przedstawiony na rys. 4 składa się z trzech rezystorów metalizowanych 50 Ω±1%. Czwarta gałąź jego mostka stanowi nominalna rezystancja wejściowa badanego odbiornika (również 50 Ω). Oba tłumiki 10 i 20 dB są również dopasowane do 50 Ω. Ponieważ sumator sygnałów wnosi po 6 dB tłumienia każdego sygnału wejściowego, włączamy między generatory a sumator dwa symetryczne tłumiki 14 dB każdy. Wszystkie wyżej wymienione tłumiki należy paskami blachy ekranować od mostka sumatora sygnałów. Wartości rezystorów ww tłumików są zestawione w tablicy.

Opisany w artykule pt. „Intermodulacja" [2] symetryzator szerokopasmowy, nawinięty na pierścieniowym rdzeniu fer-



Rys. 3. Schemat generatora kwarcowego L1 — 14 zw. 0,5 DNE, L2 — 2 × 7 zw. 0,5 DNE, L3 — 3 zw. DNJJ; rdzeń karbonylkowy M4 × 10. Cewki ekranowane obudową 35 × 25 × 15 mm



Rys. 4. Schemat sumatora sygnałów i tłumików

rytowym, w obecnym rozwiązaniu nie ma już zastosowania. Oba generatory kwarcowe dostarczają symetryczne sygnały wyjściowe, które również przez symetryczne tłumiki są doprowadzane do wejść sumatora sygnałów, a tu bezpośrednio na mostku sumatora jeden sygnał zostaje przekształcony na niesymetryczny. Daje to szereg korzyści. Ferrytowy transformator symetryzujący może w warunkach szczególnie niekorzystnych powodować zmniejszenie „własnego IP" generatora dwusygnałowego. Poza tym wskutek jednostronnego połączenia z masą uzwojenia transformatora, w wypadku niedopasowania badanego odbiornika do wyjścia generatora dwusygnałowego, następuje zróżnicowanie poziomów sygnałów składowych na wyjściu generatora.

Pomiar marginesu intermodulacji odbiornika krótkofalowego

Generator dwusygnałowy łączymy krótkim odcinkiem kabla współosiowego z tłumikiem kalibrowanym, a ten również krótkim odcinkiem takiego kabla z wejściem antenowym badanego odbiornika. Tłumiki w generatorze dwusygnałowym są wyłączone. Włączamy natomiast oba generatory. Na tłumiku kalibrowanym nastawiamy 10 dB tłumienia. Przestrajając odbiornik stwierdzimy dwa silne sygnały 14 250 kHz

Wartości rezystorów do tłumików 10, 14 i 20 dB

Tłumienie dB	n	Układ Π		Układ T	
		R1, R3 [Ω]	R2 [Ω]	R1, R3 [Ω]	R2 [Ω]
10	3,162	96,24	71,15		
20	10			40,90	10,10
14	5,012	74,92	2 × 60,15		

i 14 270 kHz, powodujące pełne wychylenie wskazówki S-metra. Nas jednak interesują sygnały trzeciego rzędu IM_3 14 230 kHz i 14 290 kHz. Samoczynna regulacja wzmocnienia odbiornika jest wyłączona. Ręczną regulacją nastawiamy takie wzmocnienie, aby sygnały IM_3 powodowały wychylenie wskazówki S-metra do S2.

Podczas dalszych czynności pomiarowych nie należy już zmieniać nastawionego wzmocnienia. Obecnie włączamy tłumikiem kalibrowanym większe o 60÷70 dB tłumienie sygnału, zaś odbiornik przestrajamy na częstotliwość 14 250 lub 14 270 kHz. Za pomocą tłumika kalibrowanego staramy się uzyskać takie same wskazanie S-metra, czyli S2; wystąpiło to przykładowo przy 78 dB nastawionych na tłumiku kalibrowanym.

Margines intermodulacji IM = 78 − 10 = 68 dB. Temu odpowiada wartość IP (Interception Point):

$$IP = \frac{IM}{2} + P_{io} = \frac{68}{2} - 10 = 24\ \text{dBm}$$

Stanowi to całkiem niezłą wartość IP odbiornika krótkofalowego.

Ustalalenie wartości własnego IP generatora dwusygnałowego

Wzór $IP = \frac{IM}{2} + P_{io}$ sugeruje, że przy różnych poziomach sygnałów na wejściu badanego odbiornika P_{io}, czyli przy poziomach sygnału 0 dBm, −10 dBm lub −20 dBm, powinniśmy uzyskać stale tą samą wartość IP badanego odbiornika. A więc $\frac{48}{2} - 0 = 24$ dBm; $\frac{68}{2} - 10 = 24$ dBm; $\frac{88}{2} - 20 = 24$ dBm. Wynik taki upewnia nas, że sposób pomiaru i obliczenia IP były prawidłowe.

Na wyjściu generatora dwusygnałowego dysponujemy poziomem sygnału 0 dBm. Chcąc obliczyć własne IP generatora nie musimy uwzględniać wartości P_{io}, gdyż ona dotyczy jedynie badanego odbiornika. Znaczy to, że „IP własne" generatora dwusygnałowego wynosi:

$$IP = \frac{88}{2} = 44\ \text{dBm}$$

Jest to wartość, która upoważnia nas do pomiarów odbiorników o IP 30÷35 dBm, a uzyskany tą drogą wynik należy uznać jako w pełni wiarygodny.

Za pomocą opisanego zestawu pomiarowego można także sprawdzić czułość badanego odbiornika i sprawdzić wskazania S-metra. S1 oznacza 0,22 µV sygnału na wejściu odbiornika, S2 = 0,44 µV itd. co 6 dB na stopień S do S9 = = 50 µV, zaś S9 + 60 dB = 50 mV.

W naszym zestawie pomiarowym wyłączamy jeden generator kwarcowy, zaś poziom wyjściowy „0" dBm = 0,224 V musimy za pomocą tłumików zmniejszyć do wartości 0,22 µV, czyli −120 dBm. W generatorze włączamy obydwa tłumiki, czyli 30 dB, tłumikiem kalibrowanym włączamy brakujące 90 dB. Wskazówka S-metra powinna się wychylić do działki S1. Po zmniejszeniu tłumienia o 6 dB wskazówka powinna stanąć na wysokości działki S2 itd. co 6 dB do S9. Powyżej S9 zmniejszamy tłumienie co 10 dB.

* * *

Większe „IP własne" generatora dwusygnałowego można uzyskać zwiększając poziom wyjściowy obydwóch generatorów kwarcowych do +30 dBm. Oznacza to, że każdy genera-

tor musi dostarczyć 1 wat mocy wyjściowej; potrzebny jest większy zasilacz i skuteczniejsze chłodzenie tranzystorów wyjściowych.
Opisany wyżej generator dwusygnałowy w.cz. jest przeznaczony głównie do pomiarów rutynowych, gdzie nie zachodzi konieczność zmiany częstotliwości pomiarowych oraz ich wzajemnego odstępu. Do pomiarów profesjonalnych będzie się nadal stosować złożoną i kosztowną aparaturę pomiarową łącznie z analizatorem widma, który w kołach amatorskich jeszcze bardzo długo pozostanie rarytasem. ☐

LITERATURA

[1] Krüger O. DJ2EU: Der dynamische Bereich eines Empfängers. cq-DL nr 3/77
[2] Kaniut G.P. SP9RG: Intermodulacja. „Radioelektronik" nr 11/1986

Radiostacje produkcji GZE UNIMOR

Gdańskie Zakłady Elektroniczne UNIMOR są w kraju powszechnie znane jako producent telewizorów. Mniej znany jest fakt, że GZE UNIMOR produkują wiele rodzajów profesjonalnego sprzętu radiokomunikacyjnego dla radiokomunikacji morskiej i lotniczej, spełniającego wszystkie międzynarodowe wymagania.

■ **Radiostacja SSB typu RR3907** jest przeznaczona dla statków różnej wielkości. Zakres częstotliwości pracy wynosi 1,6÷9 MHz i pokrywa pasma morskie 1, 2, 3, 4, 6 i 8 MHz. Zastosowany syntezer częstotliwości umożliwia przestrajanie co 100 Hz; dodatkowo można korzystać z 9 zaprogramowanych kanałów. Moc wyjściowa wynosi 300 W na falach pośrednich i 200 W na falach krótkich. Rodzaje emisji: A3A, R3E, J3E i H3E. Praca simpleksowa lub dupleksowa. Zakres pracy odbiornika (typu EGD-02) tej stacji jest szerszy i wynosi 1600÷11 999 kHz ze strojeniem co 1 kHz (dodatkowo zastosowano dokładne dostrojenie ±500 Hz). Odbiornik odbiera sygnały o modulacji A2A, A3E, J3E, R3E, H2E i H2A. Czułość dla sygnałów z modulacji A3E wynosi 20 µV.

■ **RS 6101**, to dziewięciokanałowy transceiver dla zakresu 118÷136 MHz, przeznaczony do stosowania w szybowcach, motoszybowcach i samolotach lekkich. Moc wyjściowa nadajnika wynosi 1,5 W lub 5 W zależnie od wersji, czułość odbiornika — 1 µV przy $\frac{S+N}{N} = 6$ dB. Dla zapewnienia łączności między dwoma pilotami transceiver został wyposażony w interkom.

■ **Transceiver UKF typu RS 6102** jest przeznaczony dla samolotów i helikopterów (fot. 1). Jest to urządzenie 800-kanałowe z syntezą częstotliwości; odstęp międzykanałowy wynosi 25 kHz. Częstotliwość pracy jest wskazywana na pięciopozycyjnym wskaźniku cyfrowym o światłości regulowanej automatycznie w zależności od poziomu oświetlenia zewnętrznego. Zakres częstotliwości pracy wynosi 118÷136 MHz, nominalna moc nadajnika 5 W, a czułość odbiornika — 1 µV przy $\frac{S+N}{N} = 6$ dB.

■ **Transceiver RS 6103** przeznaczony do prac przy obsłudze szybowców na lądowiskach. Jest to urządzenie trzykanałowe, pracujące w zakresie 118÷136 MHz. Jest to właściwie wersja transceivera RS 6101 o mocy wyjściowej 1,5 W, zasilana z 10 akumulatorów NiCd 3,5 Ah.

■ **Bazowa stacja UKF typu RS 6104** (fot. 2), przeznaczona dla portów lotniczych. Może pracować w 9 kanałach, w zakresie 118÷136 MHz, z mocą 7 W. Zanik zasilania sieciowego powoduje automatyczne przełączenie zasilania na bateryjne.

■ Kolejnym z serii transceiverów lotniczych jest **transceiver RS 6105** — 800-kanałowy z odstępem międzykanałowym 25 kHz, z programatorem i wskaźnikiem cyfrowym wykonanym w formie oddzielnego bloku. Z kolei **RS 6108**, to lotniskowa stacja bazowa 800-kanałowa o mocy wyjściowej 7÷9 W.

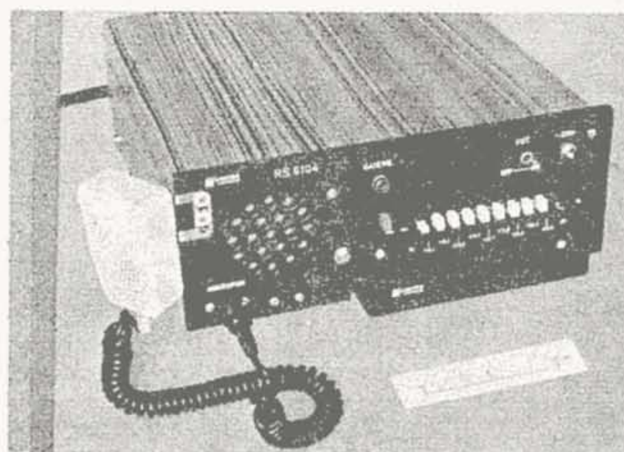
■ Na uwagę zasługuje radiostacja typu **RS 103/RS-104** dla łodzi i tratw ratunkowych. Nadaje ona automatycznie kluczowane sygnały alarmowe na częstotliwościach alarmowych 500, 8336 i 2182 kHz. Jako antena służy 9-metrowy maszt lub 5-metrowy pręt; zasilanie z baterii 24 V lub z ręcznie napędzanej prądnicy. Odbiornik ma dwie stałe częstotliwości odbioru: 500 kHz i 2182 kHz oraz przestrajany zakres 8341,4÷8723,5 kHz, odbierając sygnały o modulacji A1A, A2A, H2A, A3E i H3E. Oprócz kluczowania automatycznego radiostacja jest wyposażona w klucz ręczny. Umieszczona w wodoszczelnej obudowie laminatu szklano-poliestrowego może utrzymać na wodzie jedną osobę.

Oprócz sprzętu nadawczo-odbiorczego GZE UNIMOR produkują jego wyposażenie dodatkowe. Warto tu wymienić klucz elektroniczny dwudźwigniowy, kluczujący nadajnik z regulowaną szybkością 10÷15 słów/min. za pomocą przekaźnika lub tranzystora czy odbiorniki alarmu AA 1112 (odbiór na częstotliwości 500 kHz) lub ON 1204 (na 2182 kHz). (i) ☐

Fot. 1. Widok radiostacji typu RS 6102



Fot. 2. Widok radiostacji RS 6104



Scalony generator dźwięku SAA1099

Leon Kossobudzki

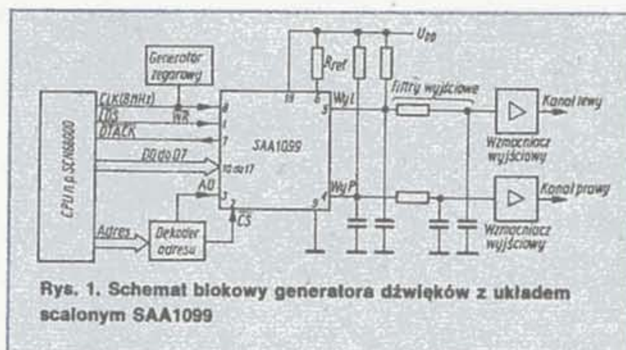
Opisano nowe rozwiązania układu scalonego, będącego generatorem dźwięku stereofonicznego, przeznaczonego do łączności dźwiękowej między komputerem i użytkownikiem. Informację opracowano na podstawie materiałów otrzymanych od firmy Philips.

Układ scalony SAA1099 może wytwarzać szeroką gamę efektów dźwiękowych, w tym również może symulować instrumenty muzyczne oraz generować dźwięki stosowane w grach komputerowych. Sygnały wyjściowe sześciu wenętrznych generatorów mogą być mieszane z różnymi rodzajami szumu, dając w rezultacie przebiegi odpowiadające wszystkim dźwiękom muzycznym w zakresie 8 oktaw. Sygnał stereofoniczny jest formowany metodą duplikowania sześciu przebiegów składowych w celu utworzenia dwóch identycznych kanałów (prawego i lewego); poziomy sygnałów każdego z kanałów mogą być zmieniane i wzajemnie kombinowane. Niezależnie od swego głównego przeznaczenia, układ scalony SAA1099 może być stosowany w modelach kolejek, samochodów, elektronicznych instrumentach muzycznych, systemach alarmowych itp.

PODSTAWOWE PARAMETRY TECHNICZNE

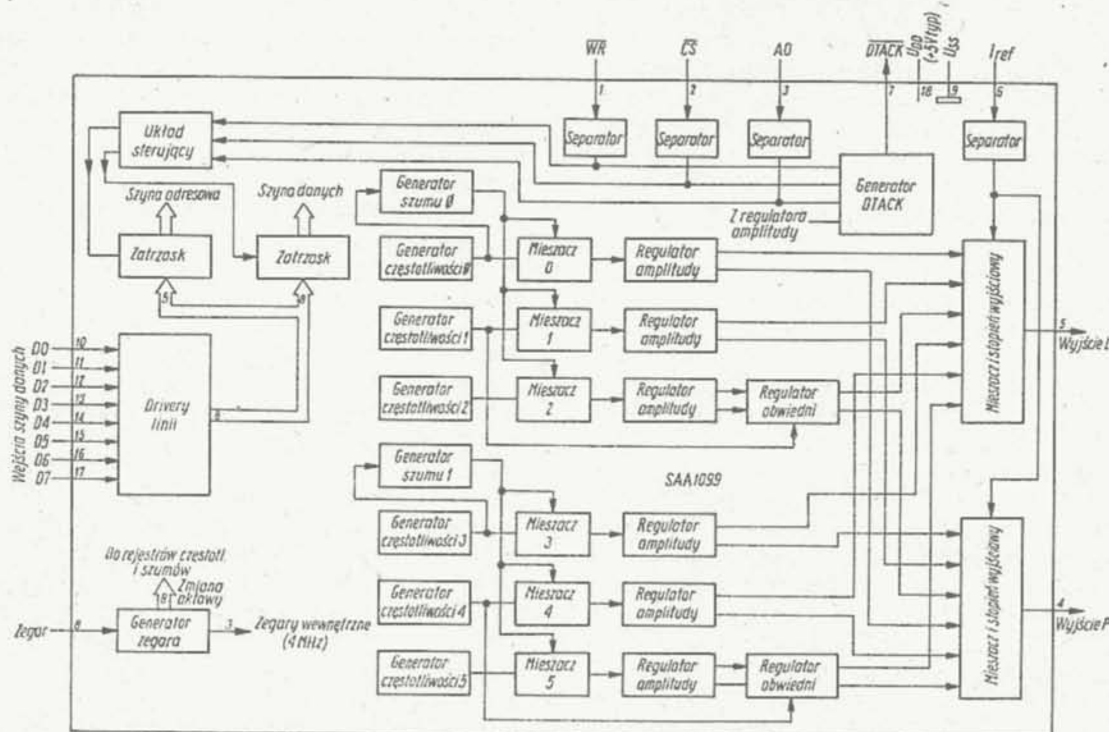
Napięcie zasilania U_{DD}:	5V
Prąd zasilania:	70 mA
Prąd odniesienia (końcówka 6):	250 μA
Moc strat:	500 mW
Wejście danych:	równoległe, 8-bitowe
Częstotliwości wyjściowe:	31÷7181 Hz (8 oktaw)
Modulacja sygnału wyjściowego	PWM (szerokości impulsów)
Zakres temperatur pracy:	0÷70°C
Obudowa:	DIL 18

Na rys. 1 przedstawiono schemat blokowy układu generatora dźwięku współpracującego z komputerem domowym i urządzeniami do gier wideo. Na podstawie danych przychodzących z mikroprocesora układ scalony SAA1099 wytwarza analogowy sygnał stereofoniczny o zmiennej amplitudzie, przerywany z częstotliwością 62,5 kHz. Składowe w.cz. sygnału wyjściowego są następnie odfiltrowane przez proste filtry dolnoprzepustowe. Dane wejściowe, określające widmo

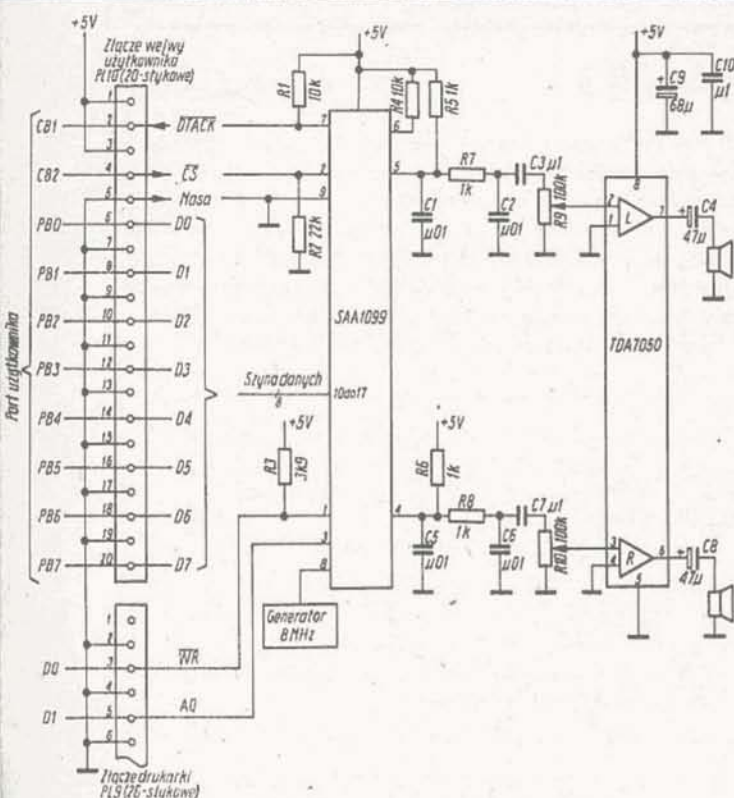


Rys. 1. Schemat blokowy generatora dźwięków z układem scalonym SAA1099

sygnałów wyjściowych, są multipleksowane dla uproszczenia interfejsu. Sygnał AØ określa, czy dana wejściowa jest adresem rejestru czy też daną dla rejestru, a wraz z sygnałami na wejściach $\overline{CS}$ i $\overline{WR}$ kontroluje przesyłanie danych z mikroprocesora do układu SAA1099. Sygnały kontrolujące, jakich wymaga układ, są kompatybilne z sygnałami dla szerokiej gamy mikroprocesorów a poza tym, w celu uzyskania optymalnej współpracy z mikroprocesorami serii 68000, układ jest wyposażony w wyjście $\overline{DTACK}$.



Rys. 2. Wewnętrzny schemat blokowy układu scalonego SAA1099



Rys. 3. Układ scalony SAA1099 jako układ peryferyjny komputera domowego BBC Acorn Model B

Dla AØ = 1 dane na szynie określają adres rejestru, zapisywany w układzie SAA1099. Adres ten jest wprowadzany do rejestru sterującego. Następny bajt występujący na szynie, zawierający informację dla już zaadresowanego rejestru, jest w nim zapisywany przy AØ = Ø. Na rys. 2 przedstawiono strukturę układu SAA1099. Każdy z sześciu indywidualnie włączanych i wyłączanych generatorów może generować 256 tonów w ośmiu oktawach, leżących w zakresie częstotliwości 31÷7180 Hz. Generatory te mogą być zsynchronizowane przy starcie, zmianach częstotliwości, oktaw i kształtów obwiedni. Sygnały wyjściowe generatorów Ø i 3 mogą sterować generatorem szumu; sygnały wyjściowe generatorów 1 i 4 sterują generatorem obwiedni w celu wytworzenia efektów specjalnych.

Dwa generatory szumów są wyposażone w programowane wyjścia, sterowane przez zawartość rejestru 16. Sygnał wyjściowy może być sterowany albo softwarowo przez generatory 1 i 3 (które jednak wtedy nie generują dźwięków), a „barwa" szumu jest uzyskiwana z podwójnej częstotliwości generatora, albo też może być jednym z trzech sygnałów opartych na częstotliwości zegara 7, 8, 15,6 lub 31,25 kHz.

Każdy z generatorów dźwięku współpracuje z oddzielnym mieszaczem, służącym do mieszania dźwięków z szumami. Zależnie od stanu bitów DØ÷D5 rejestrów 14 i 15 każdy z mieszaczy może mieszać szum z tonem, przepuszczać tylko ton, przepuszczać tylko szum lub też nie przepuszczać żadnego sygnału.

Sześć regulatorów amplitudy służy do wytwarzania efektu stereofonicznego. Sygnał wyjściowy z mieszacza jest duplikowany w celu utworzenia kanałów prawego i lewego, a ich amplitudy wyjściowe mogą być zmieniane w 16 poziomach, w zależności od zawartości rejestrów ØØ do Ø5. Efekt stereofoniczny jest wyłącznie wynikiem zmiany amplitudy sygnałów poszczególnych kanałów, przeniesienia dźwięku z jednego kanału do drugiego wymaga dla każdego tonu tylko jednej zmiany zawartości odpowiedniego rejestru.

Dwa regulatory obwiedni umożliwiają modyfikację kanałów lewego i prawego w celu uzyskania:

— jednego narastania sygnału,
— jednego opadania sygnału,
— jednego narastania i opadania sygnału (trójkąt),
— maksymalnej amplitudy sygnału,
— powtarzalnego narastania sygnału,
— powtarzalnego opadania sygnału,
— powtarzalnego narastania i opadania sygnału (ciąg trójkątów),
— amplitudy zerowej.

Wybór obwiedni jest funkcją stanu bitów D1÷D3 rejestrów obwiedni 18 i 19. Częstotliwość repetycji obwiedni może być regulowana softwarowo przez wpisy do rejestru adresu obwiedni lub też sterowana wewnętrznie częstotliwością wyjściową generatora 1 lub 4.

Sześć składowych każdego z kanałów podlega następnie kombinacji w mieszaczu, który zawiera sześć wejść prądowych, na których występują sygnały modulowane w szerokości impulsów. Wyjściowy sygnał analogowy zyskuje się przez filtrację za pomocą filtru dolnoprzepustowego.

Zastosowania układu scalonego SAA1099

Najbardziej oczywistym zastosowaniem są gry wideo. Efekt stereofoniczny może np. pomagać w tworzeniu wrażenia ruchu obiektów na ekranie monitora. Dzięki istnieniu możliwości odniesienia amplitud obu kanałów i dopplerowskiego przesuwu częstotliwości do położenia obiektu względem użytkownika, można np. wytworzyć realistycznie brzmiący dźwięk przejeżdżających pojazdów czy też lądowania statków kosmicznych.

Wiele dźwięków stosowanych w grach komputerowych jest opartych na „barwionym" szumie (np. dźwięk wydawany przez lecący samolot lub wystrzały). Dwa generatory szumów zawarte w układzie SAA1099, dzięki mpżliwości pełnego softwarowego sterowania „barwą" szumu i wytwarzania tonów w dwóch kanałach stereofonicznych, zapewniają całkowicie realistyczne odtwarzanie takich dźwięków.

Sześć generatorów dźwięków wytwarzających wszystkie tony ośmiu oktaw umożliwia nie tylko uzyskanie tych tonów na wyjściu układu, lecz również dźwięku syreny, lecącego samolotu, wystrzałów z karabinu maszynowego, strzałów z dział zwykłych i laserowych, odgłosu lądujących statków kosmicznych, lokomotywy parowej (łącznie z gwizdkiem) oraz dzwonka telefonu. Przykład zastosowania układu scalonego SAA1099 jako peryferii komputera domowego przedstawiono na rys. 3. Komputerem jest tu BBC Model B, lecz rozwiązanie to nadaje się do współpracy również z innymi typami komputerów. Zastosowany na wyjściu scalony wzmacniacz stereofoniczny daje 140 mW na kanał przy napięciu zasilania 4,5 V. Ponieważ działanie wejść układu SAA1099 jest sterowane całkowicie softwarowo, zastosowany software musi zapewnić odpowiednią długość impulsów zapisu oraz ich położenia względem danych oraz zmian AØ.

Wyjście DTACK służące do współpracy z mikroprocesorem serii 68000 nie jest tu wykorzystane. Dołączone do portu użytkownika CB1 znajdującego się w stanie wysokim ma prąd wyjściowy ograniczony do poziomu 3 mA. Wejście uruchamiające CS (Chip Select) jest uziemione przez rezystor 22 kΩ, czyli układ scalony SAA1099 działa stale, jeżeli tylko port CB2 lub jego odpowiednik w innym komputerze znajduje się w stanie niskim. □

Dyskryminatory piezoelektryczne do torów fonii TV

mgr inż. Brunon Żmudzki

Można już sobie wyobrazić sytuację, w której większość funkcji spełnianych w sprzęcie odbiorczym przez nieprzestrajane obwody rezonansowe LC będzie spełnianych przez ich odpowiedniki piezoceramiczne. Poniżej opisano kolejne elementy ceramiczne, monolityczne dyskryminatory piezoelektryczne. Niedługo zapomnimy o rozstrajaniu się obwodów.

W Zakładzie Doświadczalno-Badawczym Ceramiki Elektronicznej w Warszawie opracowano, poza innymi podzespołami selektywnymi, takimi, jak filtry i rezonatory, także dyskryminatory o częstotliwościach znamionowych 5,5 i 6,5 MHz, przeznaczone do zastosowania w torach fonii odbiorników telewizyjnych. Elementy te są szeroko stosowane przez zagraniczne firmy, ponieważ są wykonywane w postaci kompletnego podzespołu przystosowanego do współpracy z układem scalonym i niewymagającego strojenia. Dobra jakość współczesnych tworzyw ceramicznych umożliwia uzyskanie zadowalającej stabilności temperaturowej i czasowej dyskryminatorów. Zwarta konstrukcja uniemożliwiająca dostęp wilgoci do płytki ceramicznej, jest odporna na narażenia klimatyczno-mechaniczne.

Dyskryminator ceramiczny

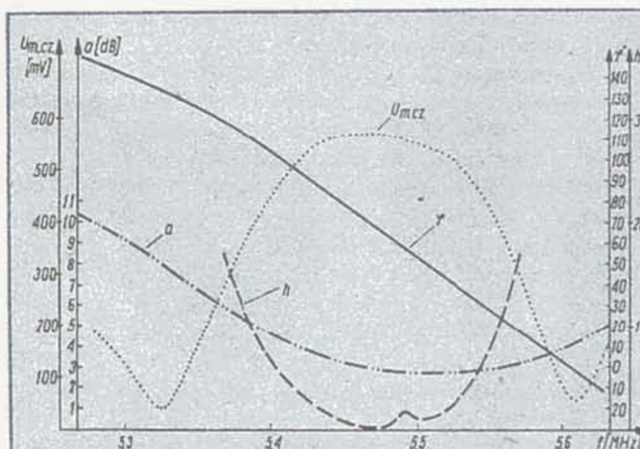
Pod względem struktury elektrycznej dyskryminator jest dwuobwodowym filtrem monolitycznym. O jakości dyskryminatora decyduje nie charakterystyka amplitudowa, ale fazowa, która musi być liniowa w możliwie szerokim zakresie częstotliwości. Obie charakterystyki są jednak związane ze sobą w taki sposób, że liniowa część charakterystyki fazowej odpowiada płaskiej części charakterystyki amplitudowej w pasmie przepustowym. Z dwóch podstawowych parametrów dyskryminatora, tzn. napięcia m.cz. i zniekształceń nieliniowych, trudniejszy do spełnienia jest ten drugi. Z tego względu za miarę jakości dyskryminatora można przyjąć zakres częstotliwości Δf, w którym zniekształcenia nieliniowe są mniejsze niż określona wartość, np. 3%. Zakres ten jest tym większy, im dłuższy jest liniowy odcinek charakterystyki fazowej w funkcji częstotliwości, a więc im szersze jest pasmo przepustowe dyskryminatora traktowanego jako filtr. Natomiast napięcie m.cz. na wyjściu demodulatora jest tym większe, im większe jest nachylenie charakterystyki fazowej względem osi częstotliwości.

Przy konstruowaniu dyskryminatora istnieje możliwość wykorzystania dwóch rodzajów drgań płytki ceramicznej, a mianowicie: drgań grubościowych i grubościowo-ścinających.

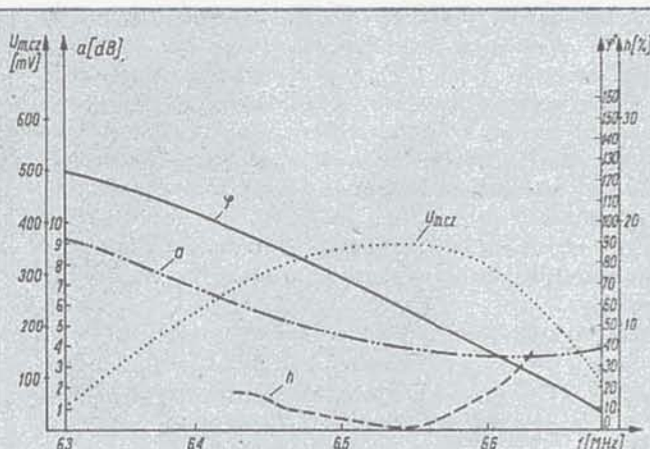
Lepsze rezultaty uzyskuje się w wypadku drgań grubościowo-ścinających. Parametr Δf wynosi tu ok. 120 kHz dla częstotliwości 6,5 MHz i ok. 80 kHz dla częstotliwości 5,5 MHz. Wartości te są porównywalne z wartościami tolerancji częstotliwości środkowej filtrów FCM-6,5 i FCM-5,5.

Charakterystyki częstotliwości dyskryminatorów DMC są przedstawione na rys. 1 i 2 odpowiednio dla częstotliwości 5,5 i 6,5 MHz. Na rysunkach przedstawiono następujące charakterystyki:
a — charakterystyka amplitudowa dyskryminatora traktowanego jako filtr, φ — charakterystyka fazowa, U_{mcz} — charakterystyka napięcia m.cz., h — charakterystyka zniekształceń nieliniowych. Dwie ostatnie charakterystyki zdjęte zostały przy dewiacji $\Delta F = 30$ kHz i częstotliwości modulującej $f = 400$ Hz.

Konstrukcja dyskryminatorów, jak również kształt i wymiary płytki ceramicznej są takie same, jak filtów FCM-5.5 i FCM-6,5. Umożliwia to stosowanie w produkcji obu rodzajów elementów wielu takich samych urządzeń i narzędzi.



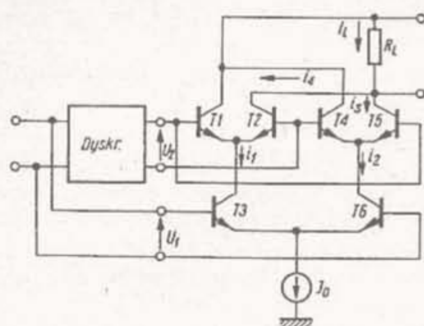
Rys. 1. Charakterystyki dyskryminatora DCM-5,5
Drgania grubościowo-ścinające

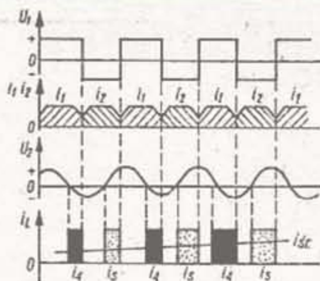


Rys. 2. Charakterystyki dyskryminatora DCM-6,5
Drgania grubościowo-ścinające

Zastosowanie dyskryminatora w układzie demodulatora

Dyskryminatory DCM są przystosowane do współpracy z demodulatorem koincydencyjnym lub kwadraturowym, znajdującym się w układzie scalonym UL1245N. Dyskryminator pełni tu funkcję przesuwnika fazy, którego zadaniem jest dostarczenie napięcia przesuniętego w fazie o kąt proporcjonalny do dewiacji częstotliwości demodulowanego napięcia. Stąd wła-





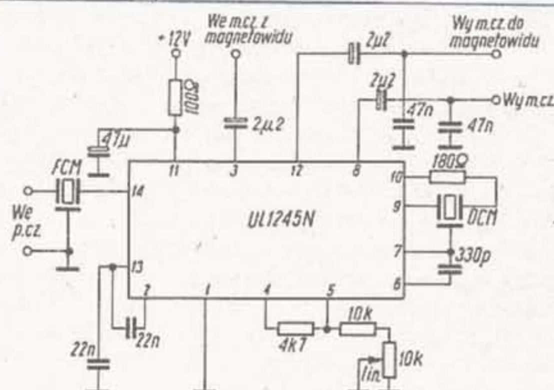
Rys. 3. Zasada działania demodulatora koincydencyjnego

śnie wynika wymaganie odnośnie liniowej charakterystyki fazowej. Zasada działania demodulatora koincydencyjnego jest przedstawiona na rys. 3. Do jednego z wejść demodulatora jest doprowadzone napięcie U_1 z wyjścia wzmacniacza częstotliwości różnicowej. Przebieg napięcia jest prostokątny, gdyż po wzmocnieniu jest ono ograniczane.

Do drugiego z wejść demodulatora jest doprowadzone napięcie U_2. Ma ono tą samą częstotliwość co napięcie U_1, ale jest przesunięte w fazie przez dyskryminator o kąt proporcjonalny do dewiacji częstotliwości. Jeżeli chwilowa wartość napięcia U_1 jest dodatnia, tranzystor T3 przewodzi, a tranzystor T6 nie przewodzi. Cały prąd I_0 płynie wtedy przez tranzystor T3. Jeżeli w tym samym czasie wartość chwilowa napięcia U_2 jest dodatnia, przewodzi tranzystor T1 a tranzystor T2 nie przewodzi. Przez rezystor R_L prąd nie płynie ($i_L = 0$). Jeżeli przy dodatniej wartości U_1 napięcie U_2 stanie się ujemne, przestanie przewodzić tranzystor T1, a zacznie przewodzić tranzystor T2. W tym wypadku cały prąd kolektora tranzystora T3 popłynie przez tranzystor T2 i rezystor R_L. W rezystorze R_L pojawi się więc impuls prądowy o amplitudzie określonej przez I_0 w czasie, kiedy jednocześnie U_1 ma wartość dodatnią, a U_2 ujemną. Jeżeli wartość chwilowa napięcia U_1 stanie się ujemna, przestanie przewodzić tranzystor T3, a zacznie przewodzić tranzystor T6, przez który popłynie cały prąd źródła I_0. Analogicznie będzie działała druga połówka demodulatora, złożona z tranzystorów T4, T5 i T6. W rezultacie w rezystorze R_L pojawi się drugi impuls prądowy w czasie, gdy wartość chwilowa napięcia U_1 będzie ujemna, a napięcia U_2 dodatnia.

Szerokość impulsu prądu i_L zależy od przesunięcia fazowego napięcia U_2 względem napięcia U_1, natomiast przesunięcie to jest proporcjonalne do dewiacji częstotliwości demodulowanego napięcia. Uśredniając przebieg napięcia na rezystorze R_L przez dołączenie członu całkującego na wyjściu demodulatora, otrzymuje się wiernie odtworzony przebieg napięcia m.cz., którym modulowany jest sygnał w.cz. FM. Na rys. 4 przedstawiono układ aplikacyjny dyskryminatora DCM, współpracującego z układem scalonym UL1245N (CEMI).

Rezystor 180 Ω włączony szeregowo z dyskryminatorem powoduje zmniejszenie zniekształceń. Element oznaczony na schemacie „FCM" jest filtrem piezoelektrycznym ceramicznym monolitycznym FCM-5,5 lub FCM-6,5.



Rys. 4. Schemat układu współpracy dyskryminatora DCM z układem scalonym UL1245N

W ZDBCE opracowano dyskryminatory na dwie częstotliwości znamionowe: 5,5 i 6,5 MHz, oznaczone odpowiednio symbolami: DCM-5,5 i DCM-6,5. Pozostałe parametry tych dyskryminatorów są następujące:

— napięcie m.cz. na wyjściu demodulatora: min. 300 mV;
— współczynnik zniekształceń nieliniowych napięcia m.cz.: maks. 3% przy częstotliwości znamionowej, dewiacji 30 kHz i częstotliwości modulującej 400 Hz;
— temperaturowa zmiana częstotliwości środkowej w zakresie $-25 \div +70^\circ C$: maks. 1%;
— kategoria klimatyczna: 25/070/10
— wymiary: 12,5 × 8,5 × 3 mm. □

INFORMACJA o elektronicznych, wysyłkowych firmach handlowych w RFN

Wobec licznych zapytań naszych Czytelników, dysponujących kontem dewizowym, o adresy firm wysyłkowych, podajemy niżej dane dotyczące kilku znanych firm w RFN. Jednocześnie informujemy, że producenci sprzętu i podzespołów w przeważającej większości nie prowadzą detalicznej sprzedaży wysyłkowej za granicę.

- **Bühler-Elektronik.** Postfach 32, 7570 Baden-Baden. Tel. (072221) 3487
  Elementy, podzespoły, zespoły, wyposażenie, niektóre urządzenia.
- **Hobby-Electronic.** Postfach 800202, 7000 Stuttgart 80, Tel. (0711) 6407021
  Głośniki, zwrotnice prądowe, obudowy, kity zespołów głośnikowych.
- **LSV-Hamburg.** Postfach 760802/FE, 2000 Hamburg 76. Tel. (040) 291749
  Profesjonalne i hi-fi głośniki wysokiej klasy, zwrotnice prądowe, obudowy, gotowe zespoły głośnikowe.
- **RADIO-RIM.** Postfach 202026, Bayerstr. 25. 8000 München, Tel. (089) 5517020
  Elementy, podzespoły, zespoły, wyposażenie, niektóre urządzenia; Firma wydaje corocznie 1200-stronicowy katalog w cenie kilkunastu DM.
- **Reichert-Elektronik.** Postfach 1040, Marktstr. 101, 2940 Wilhelmshaven. Tel. (04421) 26381
  Diody, tranzystory, układy scalone, mikroprocesory, kwarce
- **Schubert-Electronic-Versand.** Postfach 260, 8660 Münchberg. Tel. (09251) 6038
  Elementy, podzespoły, zespoły, wyposażenie, niektóre urządzenia.

Cyfrowe regulatory mocy

Leon Kossobudzki

Optymalnym sposobem regulacji mocy urządzeń o dużej bezwładności, np. grzejnych, jest regulacja grupowa, nie powodująca zakłóceń radioelektrycznych. Rzadko spotykana ale prosta i wygodna w użytkowaniu jest regulacja grupowa skokowa, co określony procent mocy.

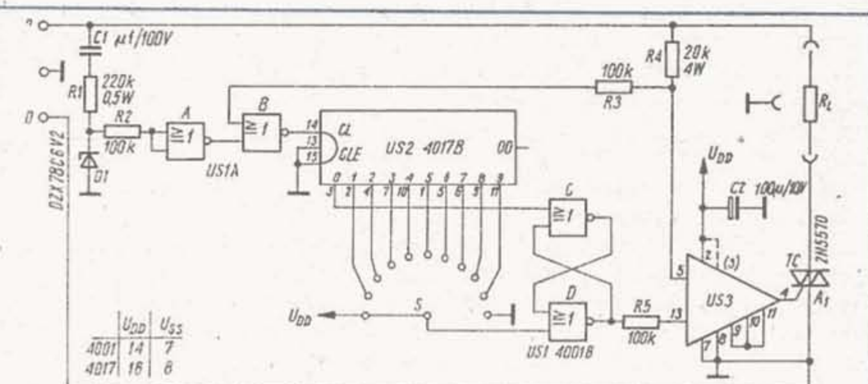
Zasada działania regulatora grupowego mocy o skokowej regulacji zostanie omówiona na przykładzie regulatora grupowego z rys. 1. Jest to najprostsze z możliwych rozwiązań, wykorzystujące scalony regulator grupowy CA3079 lub CA3059, sterowany układem z dwoma cyfrowymi układami CMOS. Krajowym odpowiednikiem układu scalonego US1 jest MCY74001N (poczwórna, dwuwejściowa bramka NOR), odpowiednikami układu US2 (licznik dziesiętny) są produkowane w NRD układy V4017D, a w ZSRR układy K176IE8.

Przebiegi w układzie są przedstawione na rys. 2. Częstotliwość zegarowa 50 Hz jest uzyskiwana w wyniku przesunięcia fazy między ograniczonym napięciem sieci (około ±8 V na wyprowadzeniu 5 układu US3) oraz napięciem, uzyskanym po ograniczeniu do 6 V napięcia z przesuwnika fazy z elementami C1R1. W odcinku czasu wynikającym z tego przesunięcia dwie bramki układu US1 wytwarzają na wejściu zegarowym CL układu US2 prostokątny impuls trwający ok. 500 µs. Na początku każdego okresu napięcia sterującego, trwającego 200 ms, wyjście 0 układu US2 ustawia przerzutnik złożony z dwóch pozostałych bramek układu US1, który z kolei steruje wejście 13 układu US3. Układ US3 steruje impulsami o częstotliwości 100 Hz bramkę triaka Tc, dopóki na wybranym przełącznikiem S wyjściu licznika US2 nie pojawi się impuls dodatni, powodujący zmianę stanu przerzutnika. Następuje unieruchomienie układu US3.

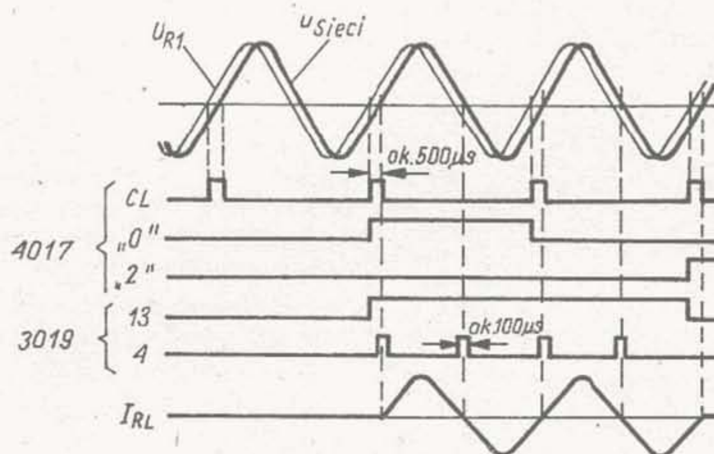
W położeniu 0 przełącznika S na wyprowadzeniu 13 (wejściu) sterownika grupowego US3 występuje stale stan niski L, wyłączający triak. W położeniu przełącznika S „100%" przerzutnik znajduje się w stanie początkowym i triak włącza napięcie do obciążenia w każdym półokresie napięcia sieci. Napięcie zasilania dla obu układów scalonych CMOS wynoszące ok. 6 V pobiera się z wyprowadzenia 2 układu CA3079, upraszczając problem zasilania.

Zastosowanie w regulatorze systemu sterowania wejścia komparatorowego 13 układu US3, przedstawionego na rys. 1, umożliwia stosowanie w miejsce typu CA3059 jego tańszej wersji CA3079, nie wyposażonej w wejście układu logicznego. Zastosowanie tych właśnie układów scalonych sterowników grupowych jest okupione wymogiem stosowania czułego triaka, który mógłby być wysterowany prądem bramki wynoszącym 40 mA (dla CA3059) lub 80 mA (dla CA3079) ze zwartymi wyprowadzeniami 2 i 3). Nie jest to problem przy nowoczesnych triakach, ale może to być problem u nas.

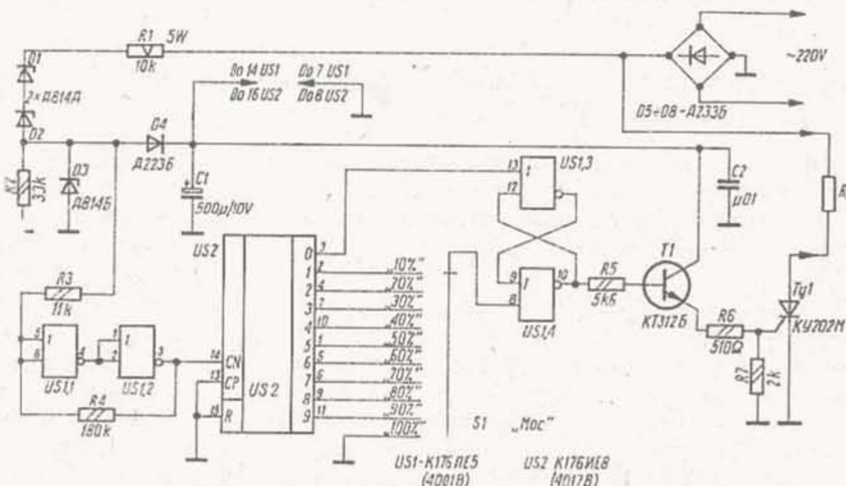
Regulator działający na dokładnie tej samej zasadzie i z tymi samymi układami scalonymi CMOS, lecz możliwy do wykonania również bez scalonego sterownika grupowego, jest przedstawiony na rys. 3. Impulsy występujące przy przejściu prze-



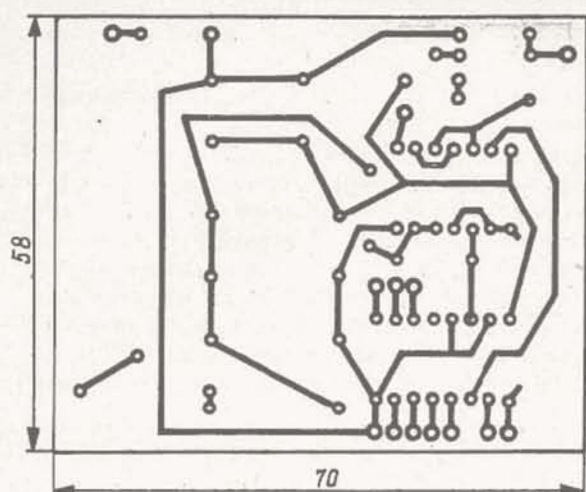
Rys. 1. Schemat prostego regulatora grupowego z cyfrowym sterowaniem mocy



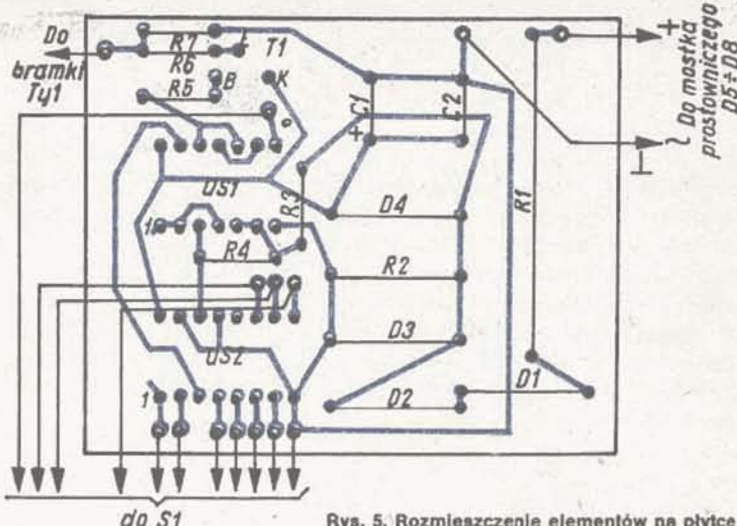
Rys. 2. Przebiegi napięciowo-prądowe w układzie z rys. 1



Rys. 3. Schemat regulatora grupowego, sterowanego cyfrowo z tyrystorem wykonawczym



Rys. 4. Płytka drukowana regulatora z rys. 3



Rys. 5. Rozmieszczenie elementów na płytce

biegu napięcia sieci przez zero są tu wytwarzane przez układ z elementami R1, D1, D2, D3 i R2, po czym układ Schmitta z bramkami US1.1 i US1.2 formuje impulsy sterujące licznik US2. Diody Zenera D1 i D2 zwiększają odporność regulatora na zakłócenia. Ponieważ nie można tu uzyskać napięcia zasilania dla układów CMOS, tak jak w poprzednim układzie, służy do tego zasilacz z diodą D4 oraz kondensatorami C1 i C2.

Jeszcze jedna różnica między układami z rys. 1 i 3 polega na sposobie sterowania elementu wykonawczego. Do wyjścia przerzutnika dołączono tu po prostu wzmacniacz prądu z tranzystorem T1, który zapewnia wysterowanie bramki mało czułego tyrystora. Warto zauważyć, że obciążenie R_L jest tu zasilane napięciem pulsującym, uzyskanym przez wyprostowanie napięcia sieci, ale to jest koszt braku specjalizowanego układu scalonego.

Płytka drukowana regulatora z rys. 3 jest przedstawiona na rys. 4, a rozmieszczenie elementów na płytce — na rys. 5. Zamiast użytych w układzie z rys. 3 podzespołów czynnych produkcji radzieckiej można zastosować dostępne w kraju: D814D — BZP683C13, D814B — BZP683C9V1. D223B — BAVP17 itp., KT312B — dowolny tranzystor krzemowy m.cz. w rodzaju BC238, KU202M — dowolny tyrystor zależnie od obciążenia, dla maksymalnego obciążenia 2 kW typu BTP10/400, D233B — BYP680-400 przy większej mocy, a BYP401-400 przy mocy do 300 W. Przy mocach obciążenia większych niż 300 W diody D5÷D8 i tyrystor powinny mieć radiatory.

Te mało znane układy regulacyjne są warte przeprowadzenia doświadczeń ze względu na ich użyteczność. Trudność może sprawiać dostępność układu 4017 lub jego odpowiednich produkowanych w krajach sąsiednich. Można sobie wyobrazić wykorzystanie dekodera kodu BCD na dziesiętny (np. MCY74028N) choć będzie to związane ze znaczną komplikacją układu, jego sterowania, ew. również układu zasilania. Jako scalonego układu sterownika grupowego można użyć innego typu spośród licznych wyrobów spotykanych na światowym rynku itd.

Przy eksperymentowaniu należy pamiętać, że układ elektroniczny nie jest izolowany od sieci i trzeba przestrzegać ścisłych reguł bezpieczeństwa pracy.

LITERATURA

[1] Ruckstein W.: Digitaler Leistungssteller. „Elektronik" nr 7/1977

[2] Łukaszenko S.: Reguljator moszcznosti nie sozdajuszczyj pomiech. „Radio" radz. nr 12/1987

elektronika w domu



Jak to robią inni...

Ściemniacz „Elektronika-ROS-03"

Wszyscy oszczędzają energię elektryczną. Dlatego we wszystkich krajach pojawia się coraz więcej ściemniaczy i przeznaczonych do nich podzespołów. Przedstawiamy poniżej kolejny model ściemniaczy radzieckich.

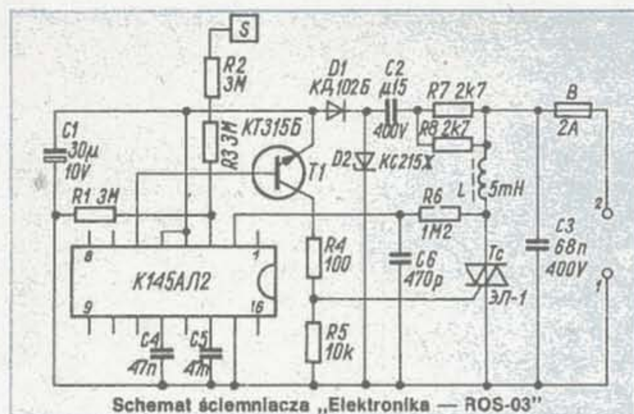
Produkowany w ZSRR sensorowy ściemniacz instalacyjny „Elektronika — ROS-03" jest przeznaczony do włączania, wyłączania i regulacji jasności świecenia opraw oświetleniowych, wyposażonych w żarówki o mocy od 60 do 300 W. Sensorem jest płytka sterująca na obudowie ściemniacza. Krótkotrwałe dotknięcie płytki powoduje włączenie lub wyłączenie światła, dłuższe dotykanie umożliwia regulację jasności. Zmiany jasności żarówki od zera do maksymalnej trwają 3÷4 sekundy.

Wyłączenie żarówki następnym dotknięciem powoduje zapamiętanie wartości kąta fazowego sterowania triaka, przy której nastąpiło, a następne włączenie odbywa się już na zapamiętanym poziomie jasności.

Schemat ściemniacza jest przedstawiony na rysunku.

Głównym elementem ściemniacza jest specjalizowany układ scalony pMOS, funkcjonalnie podobny do szeroko stosowanego w Europie układu S576 (Siemens). Elementem wykonawczym jest triak sterowany fazowo. Całość jest zasilana z sieci przez kondensator redukcyjny C2 i połączone równolegle rezystory R7 i R8.

Ujemne półokresy napięcia występujące na diodzie Zenera D2 ładują przez diodę D1 kondensator C1; napięcie na tym kondensatorze służy do zasilania układu scalonego.



Schemat ściemniacza „Elektronika — ROS-03”

Płytka sensora jest połączona z wejściem sterującym układu scalonego przez dużą rezystancję (rezystory R2 + R3), zapewniającą wymagane bezpieczeństwo użytkowania.

Dławik L i kondensator C3 stanowią układ przeciwzakłóceniowy, który zapobiega przedostawaniu się do sieci zakłóceń powstających przy fazowej regulacji mocy. Przez rezystor R6 jest do układu scalonego przesyłana informacja o chwilowych wartościach kąta fazowego sterowania triaka, która po zapamiętaniu określa wartość startową po wyłączeniu i ponownym włączeniu ściemniacza.

Ściemniacz ROS-03 włącza się między żarówkę, drugim końcem połączoną z przewodem fazowym sieci, a przewodem zerowym. Oznacza to, że zacisk 1 łączy się z przewodem zerowym, a zacisk 2 — z żarówką.

Dioda KD102B ma $U_R = 300$ V oraz $I_F = 100$ mA. Dioda Zenera KS 215Ż ma $U_z = 15$ V i moc strat 125 mW. Danych triaka EL-1 brak, lecz powinien to być triak o napięciu blokowania przynajmniej 400 V i prądzie I_F przynajmniej 3 A. (*Ifa*)

□

LITERATURA

[1] Regulator na oswetlenieto „Elektronika" — ROS-03". — „Radio-Telewizija-Elektronika" nr 6/1986

[2] W.Ju. Ławrinienko: Sprawocznik po połuprowodnikowym priboram. „Technika", Kijów 1984

elektronika w samochodzie



Samochodowy wskaźnik napięcia akumulatora

Leszek Halicki

Prawie każdy użytkownik samochodu osobowego narzeka na kłopoty związane z akumulatorem. W wielu wypadkach można ich uniknąć stosując wskaźnik napięcia akumulatora. W artykule opisano prosty, czterozakresowy wskaźnik napięcia, wykorzystujący czasowy układ scalony ULY7855N.

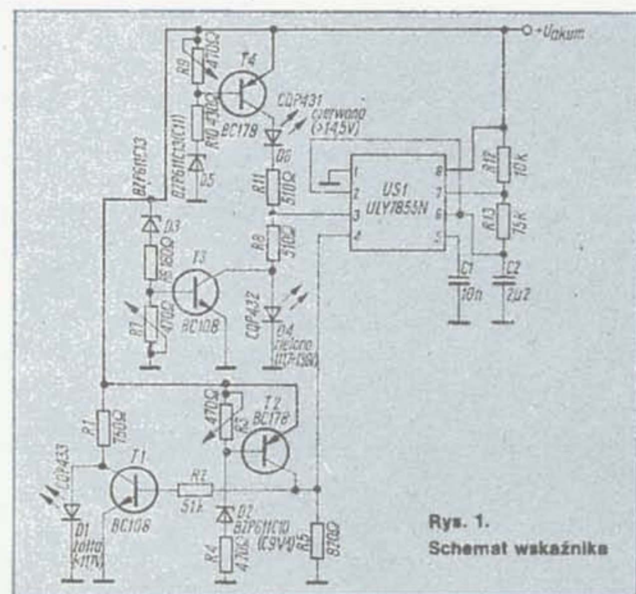
Wskaźnik sygnalizuje napięcie akumulatora mniejsze niż 11,7 V przez zapalenie żółtej LED, co oznacza konieczność naładowania akumulatora przy najbliższej okazji. Przy napięciu mieszczącym się w zakresie od 12 do 13,5 V miga LED zielona, sygnalizując niewłaściwe napięcie otrzymywane z regulatora alternatora lub prądnicy. Może to oznaczać uszkodzenie regulatora alternatora, alternatora czy też prądnicy lub konieczność ustawienia napięcia alternatora ew. regulatora prądnicy. W zakresie napięć od 13,6 do 14,5 V żadna z diod się nie świeci. Świadczy to o poprawnej pracy akumulatora, alternatora oraz regulatora alternatora lub prądnicy. Przy napięciach ładowania akumulatora większych niż 14,5 V układ sygnalizuje napięcie miganiem czerwonej LED. Napięcie ładowania większe od tej wartości jest szczególnie niebezpieczne dla akumulatora, gdyż może doprowadzić do jego przeładowania, połączonego zwykle z wypłynięciem elektrolitu na zewnątrz akumulatora. Napięcie większe niż 15 V może spowodować poważne uszkodzenie niektórych odbiorników radiowych.

Na rys. 1 przedstawiono schemat wskaźnika. Układ scalony ULY7855N pracuje jako multiwibrator. Do jego wejścia zerującego (4) dołączono układ wykonany z tranzystorami T1 i T2. Gdy napięcie akumulatora jest mniejsze niż 11,7 tranzystory T1 i T2 są zatkane, LED D1 (żółta) świeci się. Gdy napięcie zasilające układ wskaźnika przekroczy wartość napięcia 11,7 V, zaczyna przewodzić tranzystor T2 odtykając tranzystor T1, który „zwiera" diodę LED D1. Dioda LED D1 gaśnie. Wejście zerujące układu US1 zostaje połączone z plusem zasilania przez tranzystor T2, co powoduje wzbudzenie drgań w multiwibratorze.

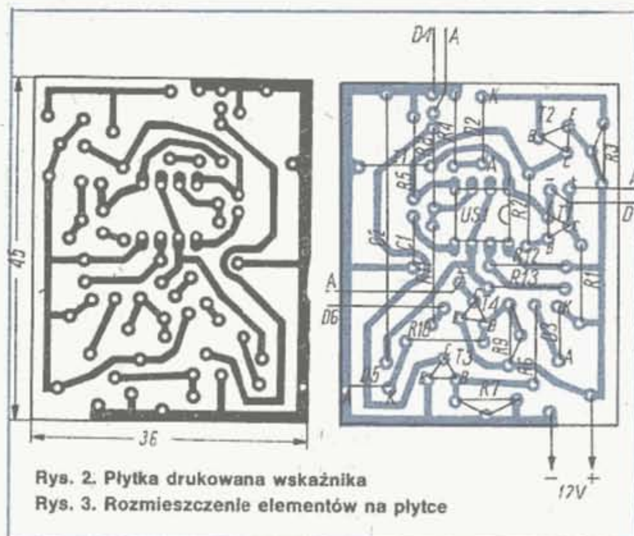
Do dokładnego ustawienia napięcia, przy którym gaśnie dioda D1, służy rezystor nastawny R3.

Do wyjścia (3) układu US1 (wyjścia stopnia mocy) dołączono dwa układy. Pierwszy z nich zbudowany z tranzystorem T3 steruje zieloną diodą LED D4. Sygnalizuje ona światłem przerywanym napięcia mieszczące się między 11,7 a 13,6 V. Tranzystor T3 jest wtedy zatkany. W momencie, gdy napięcie zasilające sygnalizator przekroczy wartość 13,6 V, tranzystor ten zaczyna przewodzić „zwierając" diodę D4. Rezystor nastawny R7 służy do dokładnego ustawienia napięcia odpowiadającego górnej wartości granicznej, tj. momentu zgaśnięcia diody LED D4.

Drugi układ dołączony do wyjścia 3 układu US1 wykonano z tranzystorem T4. W obwód kolektora tego tranzystora włączono diodę LED D6 (czerwoną). Dopóki napięcie zasilania sygnalizatora nie przekroczy wartości 14,5 V, tranzystor T4 jest zatkany, gdyż jego napięcie baza–emiter jest mniejsze niż 0,6 V. W takiej sytuacji żadna z diod świecących LED nie świeci



Rys. 1. Schemat wskaźnika



Rys. 2. Płytka drukowana wskaźnika
Rys. 3. Rozmieszczenie elementów na płytce

się. Gdy napięcie ładowania akumulatora przekroczy wartość 14,5 V, tranzystor T4 zaczyna przewodzić, dioda LED D6 zaczyna świecić światłem przerywanym. Rezystor nastawny R9 służy do dokładnego ustawienia napięcia, przy którym dioda LED D6 zaczyna migotać.

Układ wskaźnika należy zmontować na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 2, zgodnie ze schematem montażowym z rys. 3.

Uruchomienie wskaźnika polega na ustawieniu wartości progowych za pomocą rezystorów nastawnych R3, R7 i R9. Ze względu na mechaniczną zawodność tego rodzaju rezystorów warto po ustawieniu progów wylutować rezystory nastawne i po zmierzeniu ich rezystancji wymienić na rezystory stałe o odpowiedniej wartości. Do budowy układu można zastosować rezystory 0,25 W. Wyjątek stanowi rezystor R1, który powinien mieć moc 0,5 W.

Kondensator C2 powinien być tworzywowy typu MKSE-011/250 V. Wskaźnik napięcia akumulatora najlepiej dołączyć bezpośrednio do zacisku wyłącznika zapłonu (stacyjki). Zmniejsza się w ten sposób błąd pomiaru spowodowany spadkiem napięcia na przewodach instalacji elektrycznej samochodu. □

(Opracowano w laboratorium „Re").

Płytkę drukowaną do tego układu można zamawiać w PW ANACOM — SP. Z.O.O., skr. poczt. 175, 15-007 Białystok 24.

oceny eksploatacyjne

re

OTVC–monitor Helios TC706

Odbiornik został udostępniony naszej redakcji przez Warszawskie Zakłady Telewizyjne do oceny eksploatacyjnej. Poniżej zamieszczamy opis funkcji tego odbiornika wraz z uwagami, które nasunęły się podczas jego ponad półrocznego użytkowania. *Redakcja*

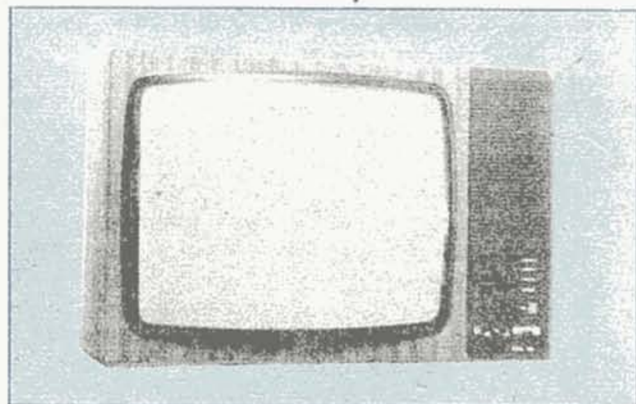
W wielu wypadkach odbiorniki telewizyjne są wykorzystywane nie tylko do bezpośredniego oglądania programów telewizyjnych. Domowe i osobiste komputery oraz magnetowidy wymagają do współpracy monitora, a odbiornik telewizyjny-monitor jest uniwersalnym urządzeniem dla użytkownika, który nie tylko ogląda programy TV.

Helios TC706 wyposażony w kineskop o przekątnej 26" (66 cm) oraz jego odmiana z mniejszym kineskopem 22" (56 cm), mają układy elektroniczne takie same jak zwykłe odbiorniki telewizji kolorowej, dwusystemowe — Helios TC503 i TC704. Odbiorniki telewizyjne-monitory są wyposażone w dodatkowe moduły — MU2030.

Użytkowany jako zwykły odbiornik telewizyjny, Helios TC706, umożliwia odbiór programów telewizyjnych kolorowych i czarno-białych, nadawanych w standardzie OIRT z częstotliwością różnicową fonii 6,5 MHz oraz w standardzie CCIR z częstotliwością różnicową fonii 5,5 MHz. Oczywiście odbiornik odbiera programy nadawane systemem SECAM oraz PAL. Helios jest wyposażony w gniazdo RGB i może w związku z tym współpracować z komputerami mającymi takie wyjście. Drugie gniazdo, oznaczone MTV umożliwia dołączanie magnetowidów mających wejście i wyjście sygnałów fonii oraz wizji wg norm DIN (stosowane w systemie VCR wychodzącym już z użycia).

Helios TC706 może współpracować również ze wszystkimi magnetowidami, które mają wyjście w.cz.

Na przedniej ścianie odbiornika znajduje się programator, regulatory: jaskrawości, nasycenia barw, kontrastu i głośności oraz gniazda RGB i słuchawek. Na tylnej ścianie znajdują się gniazda: antenowe, gniazdo wizyjne (MTV) i gniazdo do magnetofonu.



Odbiornik-monitor Helios TC706 ma przewidziane trzy rodzaje pracy:

Odbiór sygnałów telewizyjnych z nadajnika, nadawanych na wszystkich zakresach nadawczych w systemie SECAM i PAL wg standardów OIRT i CCIR. Przy tym rodzaju pracy można dołączać do gniazda antenowego magnetowidy i inne urządzenia mające wyjście w.cz. z sygnałem UHF. W odbiorniku trzeba wtedy włączać czwarty przycisk programatora i ustawić przełącznik w pozycji 21–60 kanału.

Współpraca z urządzeniami mającymi wyjście RGB. Włączenie zasilania w przyłączonym urządzeniu powoduje automatyczne przełączenie odbiornika na współpracę z tym urządzeniem. Przełączenie rodzaju pracy odbiornika jest powodowane przez impulsy synchronizujące, będące częścią zespolonego sygnału video, doprowadzanego z dołączonego urządzenia.

Cd. na str. 29



KRÓTKOFALOWIEC POLSKI

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26-73-73

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK Nr 2 (339) ● LUTY 1989

MIĘDZYNARODOWE ZAWODY ARS „BRATERSTWO-PRZYJAŹŃ"

Ośrodek Szkoleniowy Wojewódzkiego Komitetu Węgierskiej Organizacji Młodzieżowej w Miszkolcu gościł w dniach 8–13 sierpnia 1988 r. uczestników Międzynarodowych Zawodów „Braterstwo-Przyjaźń" w amatorskiej radiolokacji sportowej. Organizatorem zawodów był Węgierski Związek Obrony Kraju (MHSz). W zawodach wzięły udział ekipy Bułgarii, Czechosłowacji, KRLD, Mongolii, NRD, Polski, ZSRR oraz I i II reprezentacja Węgier. Konkurencje poszukiwania nadajników przeprowadzono w górzystym terenie pasma „Gór Bukowych" na terenie parku narodowego. Po eliminacjach przeprowadzonych na obozie przygotowawczym w Międzybrodziu Bialskim, kraj nasz reprezentowali:

kobiety: Agnieszka Bachera, Sylwia Kurzawska, Anna Woroszył, Urszula Zboina

juniorzy: Andrzej Dziwiszek, Jacek Komow, Piotr Sosna, Piotr Wielgo

seniorzy: Tomasz Deptulski SP2RIP, Tomasz Grabczewski SP9OUR, Tomasz Grzymski, Jerzy Woś SP2BLU.

Kierownikiem ekipy był Józef Rosłoński, trenerem Władysław Pietrzykowski SP9GNM, sędzią Marian Żurawek.

Mimo trudnego górskiego terenu, dotkliwych upałów i skróconego limitu czasu seniorów, wyniki zawodów potwierdziły bardzo dobre przygotowanie wszystkich ekip i wyrównaną walkę, o czym świadczą nieliczne przypadki niezmieszczenia się w zadanym limicie czasu oraz odnalezienie przez większość zawodników kompletu nadajników. W ekipie polskiej w pasmie 3,5 MHz najlepsze wyniki uzyskali w swych kategoriach:

Agnieszka Bachera 5 nadajników w czasie 84 min. (11 miejsce)
Piotr Sosna 5 nadajników w czasie 69 min. (15 miejsce)
Tomasz Grabczewski SP9OUR 5 nadajników w czasie 68 min. (16 miejsce)
zaś w pasmie 144 MHz:
Sylwia Kurzawska 5 nadajników w czasie 118 min. (15 miejsce)
Andrzej Dziwiszek 5 nadajników w czasie 96 min. (15 miejsce)
Jerzy Woś SP2BLU 5 nadajników w czasie 71 min. (6 miejsce)
W konkurencjach dodatkowych strzelania z kbks i rzutu granatem najlepszymi byli:

Agnieszka Bachera	85 pkt	Sylwia Kurzawska	9 trafień
Piotr Wielgo	76 pkt	Jacek Komow	7 trafień
Tomasz Grzymski	84 pkt	Jerzy Woś SP2BLU	6 trafień

A oto wyniki drużynowe zawodów w klasyfikacji łącznej.

Seniorzy
1. ZSRR, 2. KRLD, 3. Węgry, 4. Polska, 5. Czechosłowacja, 6. Bułgaria, 7. Mongolia, 8. NRD.

Juniorzy
1. ZSRR, 2. KRLD, 3. Bułgaria, 4. Węgry, 5. Czechosłowacja, 6. Polska, 7. Mongolia, 8. NRD.

Kobiety
1. ZSRR, 2. KRLD, 3. Węgry, 4. Czechosłowacja, 5. Bułgaria, 6. Polska, 7. NRD, 8. Mongolia.

Podczas zawodów była czynna radiostacja amatorska HG9ROB. W czasie odpoczynku przed i po zawodach zorganizowano wiele atrakcji, m.in. zwiedzanie zabytkowego zamku rodu Rakoczych, zabytkowej biblioteki w Sarospatek oraz niektórych zabytków w Budapeszcie. Atmosfera na zawodach w pełni potwierdziła trafność ich nazwy, o czym świadczy wiele wymienionych pamiątek, upominków, oraz życzenia spotkania się na kolejnych przyszłorocznych zawodach w KRLD.

SP9GNM

KONTAKTY

● W dniach od 1 do 7 czerwca 1988 r. Klub Łączności „JUNMAX" SP5KVW gościł grupę krótkofalowców z Centralnego Radioklubu SVAZARM — OK5UHF. Ekipa składała się z reprezentantów Czechosłowacji na międzynarodowe zawody UKF „Zwycięstwo 43".

Na miejsce wspólnego obozu wybrano miejscowość Wydminy w woj. suwalskim. Jest to miejsce, w którym krzyżują się cztery atrakcyjne lokatory: KO03, KO13, KO04 i KO14. Celem wyprawy było doskonalenie pracy na pasmach UKF, udział w zawodach CQ V OK oraz nawiązywanie łączności przez meteory. Radioklub OK5UHF — SO4UHF reprezentowali:

— MILAN	OK1FM	w SP SO4FM
— ZDENEK	OK1DFC	w SP SO4DFC
— PETER	OK1AXH	w SP SO4AXH
— HONZE	OK1MAC	w SP SO4MAC
— JIRKA	OK1WBK	w SP -------
— MARTIN	OK5BWY	w SP SO4BWY
— ZDENEK	OK2PZW	w SP SO4PZW
— MILAN	OK3TEG	w SP -------

Czynne były także radiostacje klubowe SP5KVW/4 i SP5KIR/4 z Ostrołęki, których operatorami byli:
goście: ZBYSZEK SP6AZT, ANDRZEJ SP6GVU, HENIEK SP6GWN oraz: JUREK SP5GJH, JACEK SP5QAU, ARTUR SP5RMD, TADEK SP5MXT, KRZYSIEK SP5NZH.

W dniach od 2 do 6 czerwca 1988 r. podczas trwania obozu nawiązano około 980 łączności w pasmach 144, 432 i 1296 MHz, emisjami CW i SSB, w tym przez meteory.

Radiostacja klubowa SO4UHF w zawodach CQ V OK nawiązała 176 QSO w pasmie 144 MHz, 25 QSO w pasmie 432 MHz i 2 QSO w pasmie 1296 MHz.

Najdalsze łączności nawiązano ze stacjami z Hiszpanii (ED4 GCR, EA2AFU) podczas wystąpienia propagacji sporadycznych. Szczegółowy raport przedstawią koledzy z Czechosłowacji w mies. „AMATERSKIE RADIO".

Oprócz pracy w „eterze" goście poznali wiele ciekawych miejsc naszego kraju, a szczególnie piękno Warmii i Mazur.

Zespół Klubu Łączności SP5KVW zorganizował spotkanie przy ognisku, wycieczkę do Głównej Kwatery Hitlera w Gierłoży koło Kętrzyna, a także seans filmów wideo. Nawiązano wiele kontaktów osobistych. Reprezentacja klubu SP5KVW została zaproszona do złożenia rewizyty.

● W dniach od 31 sierpnia do 7 września 1988 r. na zaproszenie Centralnego Radioklubu SVAZARM OK5UKF w Czechosłowacji przebywała grupa krótkofalowców z klubu „JUNMAX" SP5KVW.
Celem wyprawy był udział w Międzynarodowych Zawodach REGIONU I IARU w pasmie 144 MHz. Gospodarze wybrali nam ciekawe miejsce w KRUSNYCH HORACH w schronisku PLESIVEC lok. JO6ØJI — 1028 m npm., jak również przygotowali bardzo dobre warunki pobytu. Otrzymaliśmy specjalny znak wywoławczy OK8KAA z możliwością pracy OK8KAA/p na terenie całej Czechosłowacji.
Operatorami radiostacji byli:

JUREK	— SP5GJH	TADEK	— SP5MXT
YL BOŻENA	— SP5SJO	JACEK	— SP5OAU
HENIEK	— SP6GWN	TADEK	— SP5RMT

● W dniach 3 i 4 września podczas trwania zawodów nawiązano 536 łączności z 15 krajami uzyskując 149 096 punktów. Używano transceivera SNIEŻKA PA 150 W, anteny quad 2×7 elementowej.
Łącznie podczas pracy pod znakiem OK8KAA od 1-6 września nawiązano 780 QSO w pasmie 144, 432 i 1296 MHz.
Tą drogą składamy serdeczne podziękowania kolegom z Czechosłowacji za gościnność oraz ciekawy program turystyczny, szczególnie: KAREL — OK1UKN, MILAN — OK1FM, ZDENEK — OK1DFC, JAN — OK1MAC, MILA — OK1VUM.

SP5GJH

Dla początkujących

Kilka praktycznych uwag należy skierować do tych wszystkich, którzy zdecydują się zdawać egzamin na I kategorię, gdyż wymagana jest wtedy umiejętność praktycznego odbioru i nadawania alfabetem Morse'a. Najszybszą i najskuteczniejszą metodą jest uczęszczanie na specjalne kursy organizowane przez kluby PZK, LOK lub ZHP. Jest to o tyle ważne, że wykładowcami na takich kursach są wykwalifikowani telegrafiści. Nauka telegrafii jest prowadzona w sposób wielokrotnie sprawdzony, szybki, efektywny i zapewniający , że absolwent takiego kursu nie nabierze złych odruchów, nawyków itp. Przed przystąpieniem (zapisaniem się) na kurs telegraficzny nie należy uczyć się na pamięć alfabetu Morse'a!
Wyuczenie się na pamięć wszystkich znaków bardzo utrudnia późniejsze słuchowe opanowanie alfabetu. Umiejętność odbioru słuchowego (a taka jest sprawdzana w czasie egzaminu) polega na wychwyceniu „melodii" poszczególnych znaków. Nawet podświadome „zliczanie" kropek-kresek powoduje, że telegrafista popełnia dużo błędów, denerwuje się, ma trudności z koncentracją. Przed przystąpieniem do nauki telegrafii należy raz na zawsze zapomnieć o kropkach i kreskach. Telegrafia to „melodia znaków". Tej melodii uczą wykładowcy na kursach telegraficznych. Czytelność telegrafii zależy również od tego, czy w tej melodii nie ma fałszywych tonów. Bardzo dużo zależy od utrzymania odpowiednich czasów trwania kropki, kreski i przerwy, np. czas trwania kreski jest trzykrotnie dłuższy niż czas trwania kropki. Przerwy między kropkami-kreskami w jednym znaku równe są czasowi trwania kropki. Przerwy między znakami równe są czasowi trwania kreski. Jeżeli telegrafista nie nauczy się czysto, bez fałszowania nadawać, to sprawia sporo kłopotu swoim korespondentom. Pół biedy, jeżeli sygnał jest silny, a fałszowanie niewielkie. Słaby sygnał, przy sporych zakłóceniach, jest trudny ale możliwy do odbioru, jeżeli jest poprawnie nadawany. Fałszowany, nawet jeżeli będzie trochę silniejszy, może zostać odebrany lub tak źle zinterpretowany, że nasz korespondent zwątpi, czy odbiera alfabet Morse'a, czy coś innego. Stąd tak ważne, kto nas uczy — kolega, który nie zauważy różnych błędów, „przymruży oko" (ucho?) na pewne niedoskonałości, czy też wytrawny telegrafista. Wspomniane wyżej zależności czasu w telegrafii są standardowymi i takich oczekuje się w czasie egzaminów. W sytuacjach specjalnych czasy te mogą ulec zmianie, np. w czasie trudnych warunków pracy trwania kropka-kreska zwiększa się z 1:3 lub 1:4, odstęp między znakami zwiększa się z jednej do półtorej, a nawet do dwóch kresek. itp. Są to jednak sytuacje wyjątkowe.
Celowo nie podaję alfabetu Morse'a z powodów, o których już wspomniałem. Warto jednak nadmienić, że władze PZK czynią starania o uruchomienie radiostacji przeznaczonej do nauki telegrafii. Byłby to pierwszy krok w kierunku masowej nauki odbioru — co jednak zrobić z nadawaniem? Jak już wspomniałem wcześniej, najszybciej można tu nauczyć się złych odruchów itp.
Wprawdzie obecnie niemalże powszechnie stosuje się klucze elektroniczne, które same „pilnują" aby czasy trwania kropek i kresek były proporcjonalne, lecz pozostałe czasy (między znakami, słowami) zależą od telegrafisty. Poza tym na egzaminach wolno używać wyłącznie standardowych, tzw. sztorcowych kluczy!
Zdać poprawnie egzamin z telegrafii bez dobrego wykładowcy z pewością można, lecz zdobyć dobre podstawy wytrawnego telegrafisty raczej trudno. Słaby telegrafista nigdy nie osiągnie tej satysfakcji, jaką ma dobry, szybko zniechęci się do łączności na CW, a tym samym straci możliwość przeprowadzenia bardzo wielu ciekawych łączności. Warto więc poświęcić nieco czasu na zdobycie dobrych podstaw telegrafii.

SP5OXV

KRÓTKO O WSZYSTKIM

● Grupa robocza EMC przy Regionie I IARU została utworzona przed 10 laty i jej zadaniem jest wzajemna wymiana informacji dotyczących zagadnień kompatybilności elektromagnetycznej EMC. Jej przewodniczącym jest Henryk Cichoń SP9ZD.
● W dniach 14÷23 października 1988 r. z Krakowa pracowała stacja SN1ØJP z okazji 10. rocznicy pontyfikatu Papieża Jana Pawła II. Karty QSL należy przesyłać via SP9PKZ.
● Z okazji 30. rocznicy powstania organizacji krótkofalarskiej w Grecji (RAAG) pracowała bardzo aktywnie stacja okolicznościowa używając znaku SX1RAAG.
● Krzysztof, SP5ATV płynąc na jachcie POGORIA z grupą młodzieży z USA, ZSRR i Polski jest słyszany pod znakiem SP5ATV/mm.
● Zygmunt, KI2H otrzymał stałe zezwolenie na pracę z Polski pod znakiem SO5PP, moc 750 W.
● Ryszard, K1CC przebywając na urlopie w Polsce otrzymał prawo pracy pod znakami SO2CC, SO3CC, SO9CC.
● Neil, GU4XGU spędził miłe wakacje u Edka SP1MHV otrzymując znaki SO1XGU, SO6XGU, SO8XGU.
● Luis, XE1L zakomunikował, że w maju i czerwcu br. może zorganizować wyprawę na wyspę Revill Gigedo. Oczekuje ofert uczestnictwa operatorów europejskich.
● Amir, 4X6TT oznajmił, iż karty QSL ze swoich wypraw będzie wypisywać osobiście po powrocie do domu.
● Ostatnio aktywnie pracują z Syrii dwie stacje YK1YL oraz YK1DS o dźwięcznych imionach Sihan i Tania, są to córki znanego krótkofalowca YK1AO, prezesa TIR (Technical Institute of Radio), która to organizacja obchodziła w 1987 r. 40-lecie działalności.
● W połowie marca ub.r. z Etiopii pracował JF1IST pod znakiem ET1JIN, karty via JA1BK. Nie jest wiadomo, czy będzie uznawany do DXCC.
● W Korei Północnej przebywa Milan OK1DJG. Jego starania o uzyskanie zezwolenia jak na razie nie przynoszą efektów.
● Podczas ostatnich letnich igrzysk olimpijskich pracowały stacje okolicznościowe używając znaków:
6K24SO — z wioski olimpijskiej w Seulu,
6K88SO — z parku olimpijskiego w Seulu,
6K88BYC — z centrum jachtowego w Busan.
● ZB2EO ostrzega, że ostatnio pod jego znakiem w pasmie 40 i 80 m pracuje stacja piracka.

SP5TK

OTVC–monitor Helios TC706

Cd. ze str. 26

Współpraca z urządzeniami dołączanymi do gniazda MTV. To gniazdo znajdujące się na tylnej ścianie odbiornika ma wyprowadzenia wejścia i wyjścia sygnału fonicznego oraz video i umożliwia współpracę z magnetowidami systemu VCR, w tym polskimi magnetowidami MTV50. Odbiornik jest przełączany i spełnia funkcje monitora po pojawieniu się przełączającego napięcia +12 V w gnieździe MTV.

Duży ekran zapewnia bardzo dobre warunki oglądania obrazów telewizyjnych. Jako monitor współpracujący z komputerem, Helios TC706 nadaje się do przedstawiania zobrazowań graficznych nie wymagających dużej rozdzielczości oraz do gier komputerowych.

Wygląd zewnętrzny Heliosa TC706 jest tradycyjny (obecnie panuje moda na sprzęt o wyglądzie profesjonalnym, charakteryzującym się wąskim obramowaniem kineskopu).

Elementy regulacyjne są racjonalnie rozmieszczone i nie trzeba na ogół korygować ich rozmieszczenia. Automatyczna regulacja częstotliwości działa pewnie i dostrajanie nie jest konieczne nawet przez dłuższe okresy czasu.

Odbiornik współpracował z anteną telewizyjną zewnętrzną oraz zbiorową. W obydwu wypadkach oceniany odbiornik miał skłonności do zrywania poziomej synchronizacji. Poza tym podczas ponad półrocznej, dość intensywnej eksploatacji, nie zaobserwowano żadnych nieprawidłowości w działaniu.

Szkoda, że Helios TC706, będący urządzeniem wyższej klasy, nie został wyposażony w urządzenie zdalnego sterowania, które zwiększyłoby wygodę jego użytkowania.

Instrukcji obsługi nie oceniano, ponieważ WZT dostarczyły tylko tymczasową dokumentację eksploatacyjną. „J"

□

z praktyki radioamatorskiej

re

Przystosowanie druku na płytkach do układów µA741 i µA723 w różnych obudowach

Antoni Białoszewski

Układy scalone µA741 i µA723 są produkowane przez wiele firm na świecie (z CEMI włącznie) pod różnymi oznaczeniami i w różnych obudowach. Odpowiednio projektując płytkę drukowaną można ją przystosować do wlutowania wszystkich wersji konstrukcyjnych tych układów.

Układ scalony µA741

Na płytce drukowanej należy przygotować miejsce dla układu scalonego w obudowie z 14 końcówkami (DIL 14) — rys. 1. Stosując układ w obudowie z 8 końcówkami (DIL 8) np. ULY7741N, numerację przesuwa się o dwie pozycje, jak na rys. 2, i wlutowuje układ. Przy stosowaniu układu w obudowie okrągłej TO-99, np. SFC2741C, układ wlutowuje się tak, jak przedstawiono na rys. 3.

Układ scalony µA723

Metoda postępowania jest identyczna. Również należy przygotować na płytce miejsce pod układ scalony w obudowie z 14 końcówkami, w której jest produkowany, np. krajowy układ scalony UL7523N (rys. 4). Przy stosowaniu układu scalonego w okrągłej obudowie ZO-100 (np. MAA723 produkcji Tesla) wyprowadzenia kształtuje się w sposób przedstawiony na rys. 5. Należy pamiętać, że układ w obudowie TO-100 nie ma wewnętrznej diody Zenera i przy zamianie, jeżeli tę diodę wykorzystuje się w układzie, należy przyłączyć ją z zewnątrz.

□

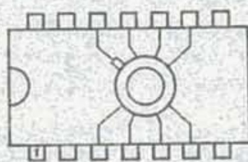
sprostowan
Re 7/8



Rys. 1. Szkic układu scalonego µA741 w obudowie DIL 14



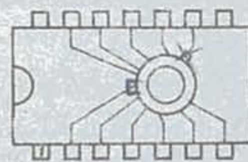
Rys. 2. Szkic układu scalonego ULY7741N w obudowie DIL 8 umieszczonego na płytce przygotowanej do obudowy DIL 14



Rys. 3. Sposób montażu układu scalonego SFC2741C



Rys. 4. Szkic układu scalonego UL7523N w obudowie DIL 14

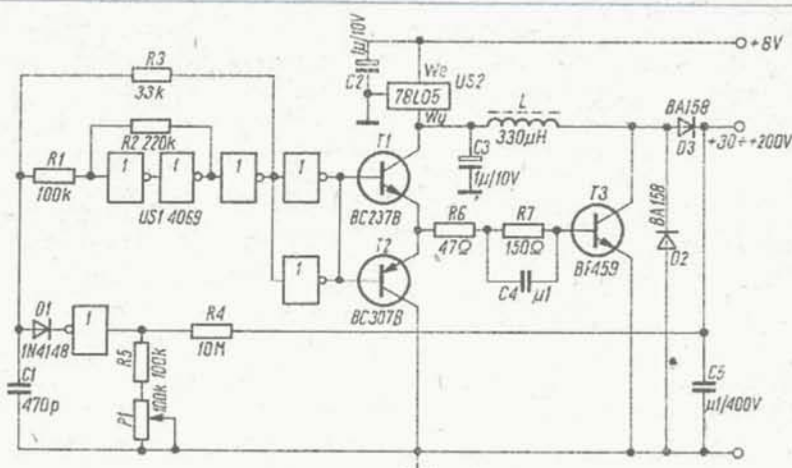


Rys. 5. Sposób montażu układu scalonego MAA723

Przetwornica napięcia stałego 8/200 V

Przetwornica napięcia stałego 8/200 V przedstawiona na rysunku daje na wyjściu nastawiane potencjometrem napięcie 30÷200 V z możliwością odbioru prądu do 100 mA.

Główną częścią przetwornicy jest generator z trzema inwerterami układu scalonego US1, sterujący przez separator-wzmacniacz z dwoma następnymi inwerterami, bazy tranzystorów przeciwsobnego wzmacniacza. Wzmacniacz ten steruje z kolei bazę stopnia kluczującego z tranzystorem T3. Przy stanie wysokim na bazie tranzystora T3 płynie przez ten tranzystor prąd, określony praktycznie przez indukcyjność i rezystancję dławika L. Zmiana stanu na bazie tranzystora kluczującego powoduje przerwanie przepływu prądu w uzwojeniu dławika, połączone z wystąpieniem impulsu napięciowego na jego uzwojeniu. Impuls ten jest prostowany przez podwajacz napięcia z diodami D2 i D3, wyprostowane napięcie jest filtrowane przez kondensator C5. Układ scalony US1 jest produkowany w kraju pod oznaczeniem MCY74069N. Nastawione napięcie wyjściowe jest stabilizowane przy wykorzystaniu układu z jednym z inwerterów US1. Wzrost napięcia na kondensatorze C5 ponad nastawiony próg, powoduje wystąpienie stanu L na wyjściu tego inwertera, co zatrzymuje oscylacje generatora dopóki napięcie na kondensatorze nie zmaleje na tyle, że stan na wyjściu bramki inwertera nie powróci znów do wysokiego.



Schemat przetwornicy

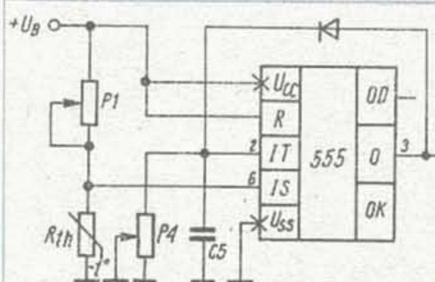
Informacje o tym układzie zaczerpnięto z artykułu: Menič stejnosměrného napěti 8/200 V, zamieszczonego w nr 1/1988 czechosłowackiego mies. „Sdělovaci Technika". (k)

Oryginalne zastosowanie układu scalonego 555 (ULY7855N)

W numerze 1/1988 mies. „Funkamateur" dr. P. Gründler opisał w artykule pt. „Temperaturregler für fotografische Bäder" oryginalnie rozwiązany układ do dokładnej regulacji temperatury kąpieli fotograficznej, zwłaszcza do wywoływania odbitek kolorowych.

Jako regulator temperatury został wykorzystany popularny scalony timer 555, produkowany w NRD pod oznaczeniem B555D. Zasadę działania regulatora ilustruje rys. 1.

Układ scalony działa jako komparator, który kontroluje temperaturę i włącza ogrzewanie roztworu zawsze na ten sam, określony czas. Jeżeli wynik kolejnej kontroli nie jest zgodny z nastawioną wartością, następuje kolejne ogrzewanie impulsowe aż do osiągnięcia wymaganych parametrów. Załóżmy, że temperatura początkowa jest niższa niż temperatura nastawiona potencjometrem P1. Napięcie na termistorze R_{th} jest większe od napięcia odniesienia występującego w układzie scalonym i na wyjściu układu (wyprowadzenie 3) występuje stan niski L ale tylko wtedy, kiedy na wyprowadzeniu 2 występuje stan wysoki H. Stan L na wyprowadzeniu 3 utrzymuje się do chwili rozładowania się kondensatora C5 poniżej napięcia przełączania układu. Wtedy

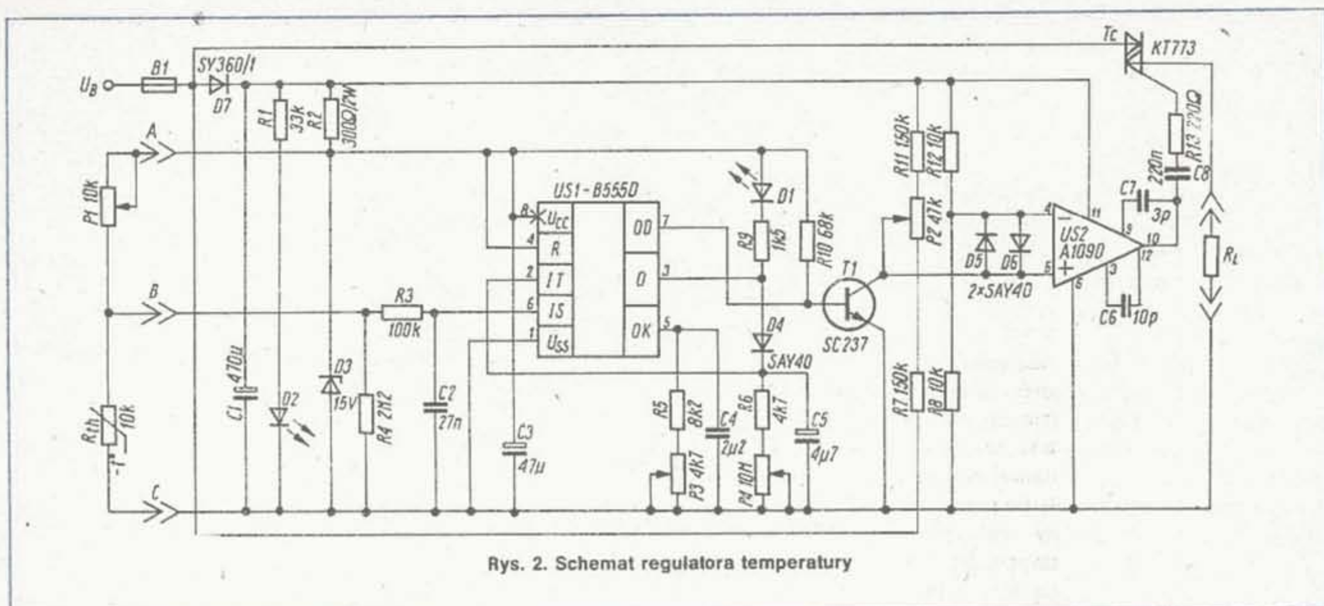


Rys. 1. Zasada pomiaru temperatury przy wykorzystaniu układu 555

następuje zmiana stanu na wyprowadzeniu 3 z L na H i szybkie rozładowanie się kondensatora C5. Dalsze przebiegi zależą od napięcia na wyprowadzeniu 6 układu scalonego.

Gdy napięcie na wyprowadzeniu 6 ma poziom wysoki H, stan na wyprowadzeniu 3 ponownie zmienia się na L. Układ składający się z tranzystora T1 i wzmacniacza US2 powoduje wysterowanie bramki triaka przez okres niezbędny do rozładowania kondensatora C5. Zanim więc układ doprowadzi temperaturę do nastawionej wartości, następują kolejne okresy sprawdzania temperatury oraz długie — ok. 10 s — okresy grzania. Gdy temperatura przekroczy nastawioną wartość, grzanie zostaje wyłączone dopóki odpowiednio nie wzrośnie temperatura termistora.

Warto zauważyć, że układ jest zupełnie pozbawiony histerezy, gdyż kontrola



Rys. 2. Schemat regulatora temperatury

temperatury odbywa się zawsze w tym samym stanie komparatora. Czas nagrzewania nastawia się potencjometrem P4; powinien on być wystarczająco krótki, aby dochodzenie do zadanej temperatury mogło się odbywać płynnie.

To trochę nietypowe rozwiązanie zostało zastosowane w regulatorze temperatury kąpieli fotograficznej, przedstawionym na rys. 2. Regulator jest zasilany z transformatora 24 V/75 VA, którego uzwojenia są od siebie izolowane na przynajmniej 3 kV. Użyty triak musi łączyć duże prądy przy niskim napięciu, co wręcz narzuca tu stosowanie sterowania grupowego. Niskie napięcia pracy stawiają tu większe wymagania układowi sterowania, niż ma to miejsce przy zasilaniu sieciowym, gdzie parę woltów mniej czy więcej w pobliżu zera przebiegu znaczy niewiele. To wymaganie zostało spełnione dzięki zastosowaniu komparatora z układem scalonym US2. Każde przejście przez zero napięcia przemiennego, doprowadzonego do wejścia nieodwracającego komparatora powoduje jego przełączenie połączone z wygenerowaniem krótkiego impulsu, pojawiającego się na bramce triaka zawsze w optymalnej fazie. Dopóki więc stan na końcówce 3 układu US1 nie zmieni się na H, triak włącza się w ciągu każdego półokresu.

Potencjometr P2 służy do symetryzacji przełączania w zerowym punkcie przebiegu napięcia sieciowego, stan grzania jest wskazywany przez diodę DEL2.

Jako grzejnik autor wykorzystał płytkę z laminatu szklanoepoksydowego z pokryciem miedzianym o grubości 25 µm, na której została wytrawiona meandrowata ścieżka o ogólnej rezystancji 8 Ω. Przy napięciu zasilającym 24 V daje to maksymalną moc 72 W. Wymiary płytki odpowiadają wymiarom kuwety. Płytka została szczelnie pokryta warstwą papieru nasyconego utwardzaczem od żywicy epoksydowej i pomalowana żywicą. Pokrywanie przewodów doprowadzających prąd następuje po utwardzeniu pokrycia. Miniaturowy termistor został pokryty na gorąco polietylenem i przyklejony żywicą epoksydową z dodatkiem grafitu do płytki grzejnej. Takie rozwiązanie zapewniło bardzo małą bezwładność grzania.

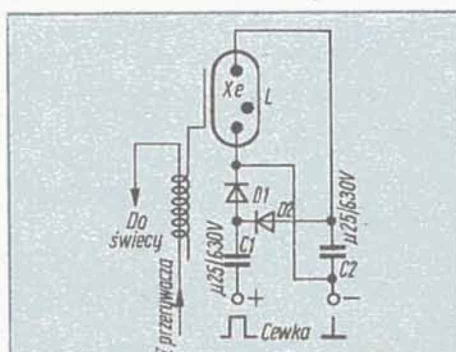
Inne elementy użyte w układzie można zastąpić następującymi: SY360/1 — BYP401-100, SAY40 — dowolną diodą krzemową małej mocy w rodzaju BAP794 lub BAVP17, A109D — MAA503 Tesla lub µA709 (na rys. 2 podano numery wyprowadzeń dla wersji w obudowie DIL), SC237 — BC237 z podobnymi, SZ600/15 — ZX15 lub BZP650C15 ew. inną diodą Zenera 1 W, KT773 (triak 400 V/6 A) — krajowymi TS20-5/100 V lub TS22-8/100 V. LED'y mogą być dowolnego typu. □

Leon Kossobudzki

Najprostszy stroboskop samochodowy

STB-2 jest chyba najprostszym stroboskopem samochodowym, jaki można było wymyśleć. Ten wyrób jednego z nowosybirskich zakładów w ZSRR składa się z tak dużej liczby części, że można je policzyć na palcach jednej ręki...

Jest to faktycznie podwajacz napięcia impulsów, występujących na pierwotnym uzwojeniu cewki zapłonowej. Impulsy te, o amplitudzie 250 do 350 V, po wyprostowaniu i podwojeniu zasilają jarznik



lampy błyskowej. Przy obrotach silnika wynoszących 600÷6000 obr/min lampa L jest zasilana mocą ok. 30 mJ — niewiele, ale przy zastosowaniu plastykowej soczewki można zapłon ustawić.

Diody D1, D2 są dowolnymi diodami prostowniczymi na napięcie wsteczne przynajmniej 800 V. Kondensatory są z papieru metalizowanego, mogą być tworzywowe. *(lk)*

□

Łukasz Sikorski

Wyłącznik oświetlenia

W celu oszczędzania energii elektrycznej, w pomieszczeniach, w których nie jest potrzebne ciągłe oświetlenie (klatki schodowe, korytarze itp.), stosuje się automatyczne wyłączniki światła. W wypadku nieumyślnego lub złośliwego zablokowania przycisku w stanie włączenia, żarówki nie zostają wyłączone. Opisany poniżej układ nie ma tej wady i dodatkowo sygnalizuje długotrwałe wciśnięcie (zablokowanie) przycisku włączającego.

Schemat wyłącznika przedstawiono na rysunku. Układ odmierzający czas włączenia składa się z rezystorów R2, R3, diody D7 oraz kondensatora C3. Diak D8 z tyrystorem T1 steruje pracą przekaźników Pk1 i Pk2.

Krótkotrwałe wciśnięcie jednego z przycisków monostabilnych W1÷W3 powoduje dołączenie żarówek Ż1÷Ż3 do sieci oświetleniowej. Jednocześnie napięcie zasilające zostaje doprowadzone do układu wyłącznika automatycznego. Zostaje włączony przekaźnik Pk1, którego zwarte zestyki 9–5 podtrzymują zasilanie żarówek i układu.

Kondensator C3 jest ładowany prądem ograniczonym rezystorami R2, R3. Gdy napięcie na kondensatorze osiągnie poziom napięcia włączenia diaka D8, zostaje włączony tyrystor T1, który do wyjścia prostownika (D1÷D4) dodatkowo dołącza rezystor R5 i przekaźnik Pk2. W wyniku wzrostu poboru prądu maleje napięcie wyjściowe układu zasilającego. Przekaźnik Pk1 zostaje wyłączony i odłącza napięcie zasilające żarówki. Czas włączenia instalacji oświetleniowej można regulować potencjometrem R2 w zakresie od 10 sekund do 7 minut.

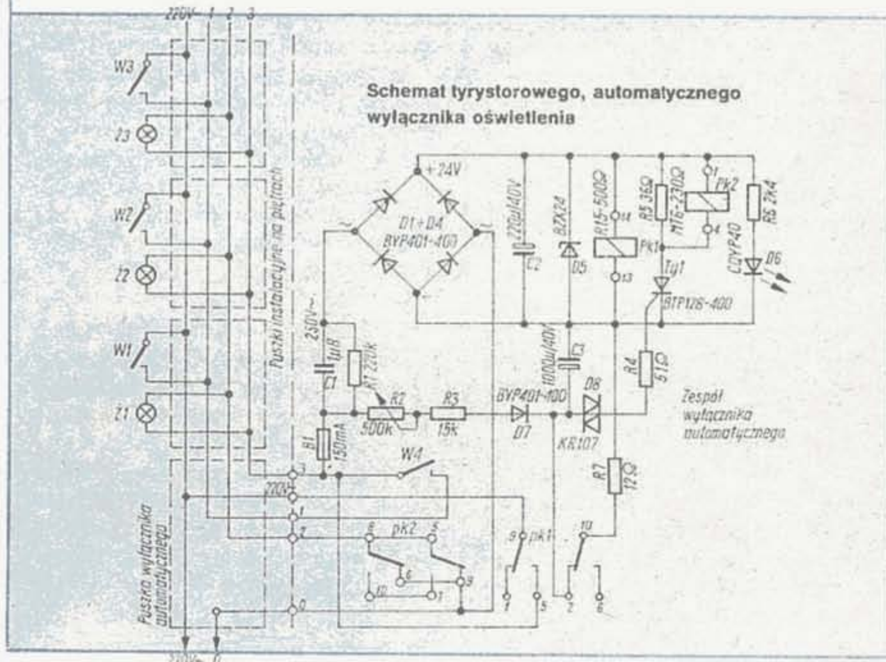
Jeżeli jeden z przycisków W1÷W3 pozostanie włączony, to przewodzący tyrystor Ty1 włącza przekaźnik Pk2, którego zestyki zwierne 8–6 i 9–5 zostają rozwarte i odłączają zasilanie żarówek. Oświetlenie zostaje wyłączone, ale układ elektroniczny jest nadal zasilany i przekaźnik Pk2 pozostaje w stanie włączenia. Stan ten trwa do czasu odblokowania przycisku. Po odblokowaniu przycisku zostaje odłączone napięcie od układu, przekaźnik Pk2 zostaje wyłączony, a jego zestyki 8–6 i 9–5 wracają do stanu zwarcia. Włącznik jest gotowy do ponownego włączenia oświetlenia.

Dioda D6 sygnalizuje włączenie oświetlenia. Przy zablokowaniu przycisku dioda D6 świeci mniej intensywnie niż podczas poprawnej pracy instalacji oświetleniowej.

Wyłącznik W4 umożliwia stałe wyłączenie oświetlenia.

W warunkach poprawnej pracy instalacji oświetleniowej układ elektroniczny pobiera moc ok. 3,5 W, w stanie zablokowania przycisku pobór mocy maleje do ok. 0,7 W.

Opisany układ „automatu schodowego" pracuje bezawaryjnie od dwóch lat i mimo konieczności użycia przy jego instalowaniu dodatkowego przekaźnika oraz czwartego przewodu w pionie, jest godny polecenia wszędzie tam, gdzie oszczędność energii elektrycznej jest szczególnie zalecana. □



Schemat tyrystorowego, automatycznego wyłącznika oświetlenia

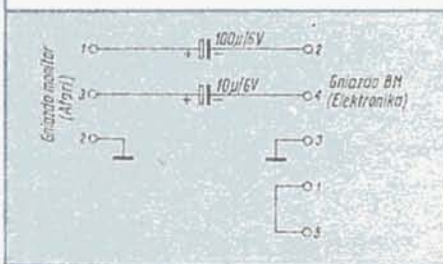
OTVC Elektronika C-432 jako monitor

mgr inż. Wojciech Wierzbick

Jeden przewód i dwa kondensatory przetwarzają popularny OTVC C-432 w monitor komputerowy. Rezultatem jest znaczna poprawa jakości obrazu i dobry dźwięk z głośnika telewizora.

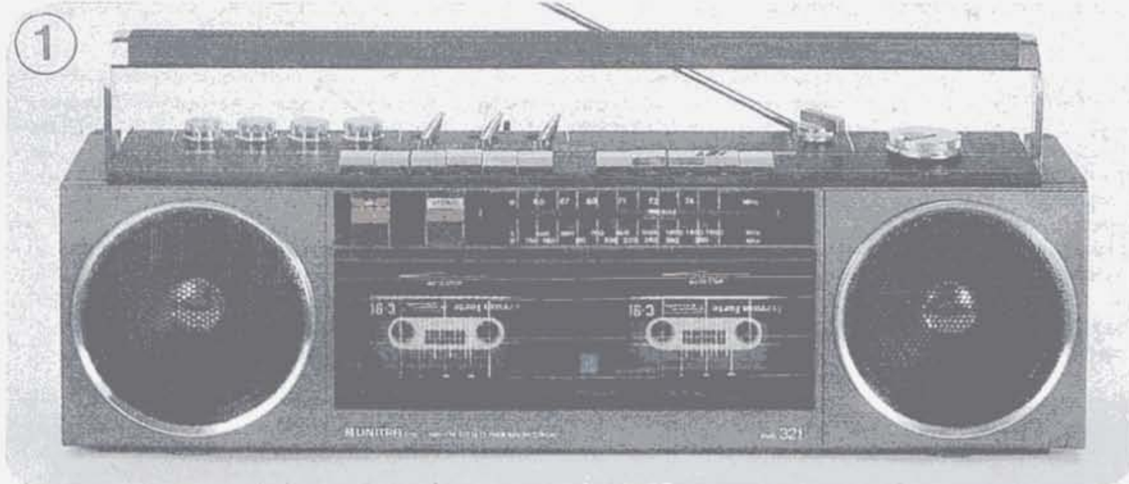
Odbiornik telewizyjny Elektronika C-432 ma na tylnej ściance zainstalowane gniazdo BM. Jest ono przeznaczone do współpracy z magnetowidem, można je jednak wykorzystać do współpracy z mikrokomputerem.

Aby móc wykorzystać telewizor jako monitor należy zablokować jego tor odbiorczy, tzn. wzmacniacze p.cz. wizji i fonii. Blokadę wykonuje się przez doprowadzenie napięcia 10÷12 V do końcówki 1 gniazda BM. Końcówka 5 tego gniazda nie jest wykorzystana i można do niej doprowadzić napięcie +10,5 V, występujące na końcówce 2 łączówki bloku antenowego. Zwierając końcówki 1 i 5 gniazda BM uzysuje się blokadę toru odbiorczego.



Sygnał wizyjny z komputera doprowadza się do końcówki 2 gniazda BM, sygnał fonii do jego końcówki 4, masę do końcówki 3. Sygnał wizji doprowadza się przez kondensator 100 μF/6 V, sygnał fonii — przez kondensator 10 μF/6 V.

Układ połączeń dla komputera Atari 800XL jest przedstawiony na rysunku. □





1. RMS321 — Nowy dwukasetowy stereofoniczny radiomagnetofon z Zakładów Radiowych im. M. Kasprzaka.
Mechaniczny auto-stop, układ „super stereo" poprawiający wrażenie przestrzennego dźwięku przy odsłuchu, duże głośniki zapewniające dobre właściwości elektroakustyczne.
Pasmo częstotliwości 63 Hz ÷ 12,5 kHz, moc wyjściowa 2 × 3,5 W, zakresy fal: D, Ś, K, U, zasilanie 220 V i 12 V (8 × R20). Wymiary 51 × 14 × 14 cm, masa (bez baterii) ok. 4,2 kg. FOTO Stefan Sadowski

2. Eleganckie rozwiązanie wieży. Zestaw „Hi-Fi-System 35" firmy Grundig składa się z tunera, wzmacniacza 2×70 W, magnetofonu kasetowego, gramofonu i odtwarzacza płyt kompaktowych.
FOTO Grundig

3. Hi-Fi nie tylko w domu
Przenośne zestawy muzyczne hi-fi przeznaczone do użytkowania w „warunkach polowych" zdobywają sobie coraz większą popularność.
„Maszyna dźwiękowa" (Sound-machine) typu CD 555 Philipsa reprezentuje ten rodzaj sprzętu. W jej skład wchodzą odbiornik, dyskofon, magnetofon, equalizer, odłączane kolumny głośnikowe. Zasilanie uniwersalne, bateryjno-sieciowe.
FOTO Philips

